

BNSDOCID: <WO 0067404A1 | >

(57) Zusammenfassung

Bildung von Signalfolgen, die auf Signalteilstfolgen (Golay-Sequenzen) basieren, wobei die zweite Signalteilstfolge wiederholt wird und dabei durch die erste Signalteilstfolge moduliert wird und mindestens eine der Signalfolgen eine Golaysequenz ist. Verwendung dieser Signalteilstfolgen zur vereinfachten Berechnung von Korrelationssummen in einem zweistufigen Berechnungsverfahren, wobei zunächst eine Teilkorrelationssummenfolge berechnet wird.

LEDIGLICH ZUR INFORMATION

Codes zur Identifizierung von PCT-Vertragsstaaten auf den Kopfbögen der Schriften, die internationale Anmeldungen gemäss dem PCT veröffentlichen.

AL	Albanien	ES	Spanien	LS	Lesotho	SI	Slowenien
AM	Armenien	FI	Finnland	LT	Litauen	SK	Slowakei
AT	Österreich	FR	Frankreich	LU	Luxemburg	SN	Senegal
AU	Australien	GA	Gabun	LV	Lettland	SZ	Swasiland
AZ	Aserbaidshan	GB	Vereinigtes Königreich	MC	Monaco	TD	Tschad
BA	Bosnien-Herzegowina	GE	Georgien	MD	Republik Moldau	TG	Togo
BB	Barbados	GH	Ghana	MG	Madagaskar	TJ	Tadschikistan
BE	Belgien	GN	Guinea	MK	Die ehemalige jugoslawische Republik Mazedonien	TM	Turkmenistan
BF	Burkina Faso	GR	Griechenland	ML	Mali	TR	Türkei
BG	Bulgarien	HU	Ungarn	MN	Mongolei	TT	Trinidad und Tobago
BJ	Benin	IE	Irland	MR	Mauretanien	UA	Ukraine
BR	Brasilien	IL	Israel	MW	Malawi	UG	Uganda
BY	Belarus	IS	Island	MX	Mexiko	US	Vereinigte Staaten von Amerika
CA	Kanada	IT	Italien	NE	Niger	UZ	Usbekistan
CF	Zentralafrikanische Republik	JP	Japan	NL	Niederlande	VN	Vietnam
CG	Kongo	KE	Kenia	NO	Norwegen	YU	Jugoslawien
CH	Schweiz	KG	Kirgisistan	NZ	Neuseeland	ZW	Zimbabwe
CI	Côte d'Ivoire	KP	Demokratische Volksrepublik Korea	PL	Polen		
CM	Kamerun	KR	Republik Korea	PT	Portugal		
CN	China	KZ	Kasachstan	RO	Rumänien		
CU	Kuba	LC	St. Lucia	RU	Russische Föderation		
CZ	Tschechische Republik	LI	Liechtenstein	SD	Sudan		
DE	Deutschland	LK	Sri Lanka	SE	Schweden		
DK	Dänemark	LR	Liberia	SG	Singapur		
EE	Estland						

Beschreibung

Verfahren zur Bildung bzw. Ermittlung einer Signalfolge, Verfahren zur Synchronisation, Sendeeinheit und Empfangseinheit

5

Die Erfindung betrifft insbesondere ein Verfahren zur Bildung einer zum Zwecke der Synchronisation zumindest zweier Übertragungseinheiten zu übertragenden Signalfolge, sowie ein Verfahren zur Ermittlung einer derart bildbaren Signalfolge und entsprechende Sende- bzw. Empfangseinheiten.

10

Bei Signalübertragungssystemen, wie beispielsweise Mobilfunksystemen, ist es erforderlich, daß einer der Kommunikationspartner (erste Übertragungseinheit) bestimmte festgelegte Signale erkennt, die von einem anderen Kommunikationspartner (zweite Übertragungseinheit) ausgesandt werden. Dabei kann es sich beispielsweise um sogenannte Synchronisierungs-Bursts (Synchronisierungs-Funkblöcke) zur Synchronisierung zweier Synchronisationspartner, wie beispielsweise Funkstationen, oder um sogenannte Access-Bursts handeln.

15

20

Um derartige Empfangssignale gegenüber dem Umgebungsrauschen zuverlässig zu erfassen bzw. zu identifizieren, ist es bekannt, das Empfangssignal fortlaufend über eine festgelegte Zeitdauer mit einer vorgegebenen Signalfolge zu korrelieren und die Korrelationssumme über die Zeitdauer der vorgegebenen Signalfolge zu bilden. Der Bereich des Empfangssignals, der eine maximale Korrelationssumme ergibt, entspricht dem gesuchten Signal. Dem Synchronisationssignal von der Basisstation eines digitalen Mobilfunksystems ist beispielsweise eine Signalfolge als sogenannte Trainingssequenz vorgeschaltet, die auf die eben beschriebene Weise in der Mobilstation durch Korrelation mit der abgespeicherten Signalfolge erfaßt oder ermittelt wird. So können die Mobilstationen mit der Basisstation synchronisiert werden.

25

30

35

Auch in der Basisstation sind derartige Korrelationsberechnungen beispielsweise bei der Random-Access-Channel (RACH)-Detektion erforderlich. Außerdem wird eine Korrelationsberechnung auch zur Bestimmung der Kanalimpulsantwort und der
5 Signallaufzeiten empfangener Signalebursts durchgeführt.

Die Korrelationssumme wird dabei wie folgt berechnet:

$$S_m = \sum_{i=0}^{n-1} E(i+m) * K(i)$$

10

wobei $E(i)$ eine aus dem Empfangssignal abgeleitete Empfangssignalfolge und $K(i)$ die vorgegebene Signalfolge ist, wobei i von 0 bis $n-1$ läuft. Die Korrelationssumme S_m wird aufeinanderfolgend für mehrere zeitlich versetzte, aus dem Empfangssignal gewonnene Signalfolgen $E(i)$ berechnet, und dann der
15 maximale Wert von S_m bestimmt. Sollen k aufeinanderfolgende Korrelationssummen berechnet werden, so beträgt der Berechnungsaufwand $k * n$ Operationen, wobei eine Multiplikation und Addition zusammen als eine Operation gezählt wird.

20

Die Berechnung der Korrelationssummen ist daher sehr aufwendig und erfordert, insbesondere bei Real-Time-Anwendungen wie Sprachkommunikation oder Bildtelefonie oder in CDMA-Systemen, leistungsfähige und daher teure Prozessoren, die bei der Berechnung einen hohen Stromverbrauch aufweisen. Beispielsweise
25 ist zur Synchronisation des sich in der Standardisierung befindlichen UMTS-Mobilfunksystems eine bekannte Signalfolge der Länge 256 Chips (bei CDMA wird ein übertragenes Bit auch Chip genannt) zu ermitteln. Die Folge wird alle 2560 Chips
30 wiederholt. Da die Mobilstation anfangs asynchron zum Chiptakt arbeitet, muß das Empfangssignal überabgetastet werden, um auch bei ungünstiger Abtastlage noch ein ausreichendes Signal zu erhalten. Dies führt aufgrund der Abtastung der I- und Q-Komponente zu $256 * 2560 * 2 * 2 = 2621440$ Operationen.

35

Der Erfindung liegt daher auch die Aufgabe zugrunde, Verfahren und Anordnungen anzugeben, die es erlauben, Signalfolgen zu bilden, und damit Signalfolgen anzugeben, die in übertragenen Empfangssignalfolgen leicht zu ermitteln sind. Der Erfindung liegt auch die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren und Anordnungen anzugeben, die es erlauben, diese Signalfolgen durch die Bildung von Korrelationssummen vergleichsweise einfach zu ermitteln.

10 Gelöst wird die Aufgabe durch die Merkmale der unabhängigen Patentansprüche. Weiterbildungen sind den Unteransprüchen zu entnehmen.

Die Erfindung beruht auf dem Gedanken, Signalfolgen zu bilden, indem eine zweite Signalteilfolge der Länge n_2 n_1 mal wiederholt wird, dabei mit der ersten Signalteilfolge (Länge n_1) moduliert wird, und zumindest eine der Signalteilfolgen eine Golaysequenz (Golayfolge), oft auch Golay Complementary Sequence genannt, ist.

20 Dadurch können Signalfolgen gebildet werden, die, wenn sie in einer Empfangssignalfolge enthalten sind, leicht ermittelt werden können. Insbesondere ist die Verwendung von Golaysequenzen von Vorteil, weil hierfür zur Berechnung der Korrelation ein sehr effektiver Algorithmus bekannt ist.

So kann beispielsweise bei der Verwendung einer Hierarchischen Korrelationsfolge der Länge 256, die aus 2 konstituierenden Golaysequenzen der Länge 16 aufgebaut ist, für den PSC (primären Synchronisationskanal) eines UMTS-Systems der Rechenaufwand gegenüber einer herkömmlichen Realisierung mittels einer Golaysequenz der Länge 256 von 15 auf 14 Additionen pro berechnetem Korrelatorausgangswert reduziert werden.

35 Eine Weiterbildung der Erfindung sieht vor, daß die zur Bildung der Signalteilfolge verwendete Permutation P_1 , P_2 , P_3 , P_4 und Einheitsgröße W_1 , W_2 , W_3 , W_4 folgender Menge von Permuta-

tion-Einheitsgrößen-Paaren ($P_1, P_2, P_3, P_4, W_1, W_2, W_3, W_4$;) entnommen ist: 3201, +1-1+1+1; 3201, -1-1-1+1; 3201, -1-1+1-1; 3201, +1-1-1-1; und/oder daß die zur Bildung der zweiten Signalteilfolge verwendete Permutation (P_1, P_2, P_3, P_4) gleich

5 3201 ist.

Dadurch kann eine besonders günstige Realisierungsvariante der Erfindung in ASICs ermöglicht werden.

10 Durch die Angabe des Verfahrens zur Bildung von Signalfolgen liegen auch die Signalfolgen, die durch ein derartiges Verfahren gebildet werden können oder erhältlich sind, im Rahmen der Erfindung. Insbesondere auch deren Verwendung in Datenübertragungssystemen, insbesondere zum Zwecke der Synchroni-

15 sation einer Mobilstation mit einer Basisstation.

Zur Ermittlung einer in einer Empfangssignalfolge enthaltenen vorgegebenen Signalfolge mittels der Bestimmung von Korrelationssummen wird eine Teilkorrelationssummenfolge der zweiten

20 Signalteilfolge mit entsprechenden Teilen der Empfangssignalfolge berechnet. Zur Berechnung einer Korrelationssumme werden n_1 Elemente der Teilkorrelationssummenfolge ausgewählt und im Sinne eines Skalarproduktes mit der ersten Signalteilfolge multipliziert.

25 Bei einer Weiterbildung der Erfindung werden einmal berechnete Teilkorrelationssummen abgespeichert und zur Berechnung weiterer Korrelationssummen verwendet.

30 So ist es möglich, bei der Berechnung weiterer Korrelationssummen vorher schon berechnete Teilkorrelationssummen zu verwenden und so den Rechenaufwand enorm zu verringern.

Unter "Empfangssignalfolge" versteht man auch eine Signalfolge, die beispielsweise durch eine Demodulation, Filterung, Derotation, Skalierung oder Analog-/Digitalwandlung aus einem empfangenen Signal abgeleitet wurde.

35

Unter "Ermittlung einer Signalfolge" versteht man natürlich auch die Ermittlung der zeitlichen Lage einer Signalfolge.

- 5 Im folgenden wird die Erfindung anhand verschiedener Ausführungsbeispiele näher beschrieben, zu deren Erläuterung die nachfolgend aufgelisteten Figuren dienen:

Figur 1 schematische Darstellung eines Mobilfunknetzes

10

Figur 2 Blockschaltbild einer Funkstation

Figur 3 herkömmliches Verfahren zur Berechnung von Korrelationssummen

15

Figur 4 Darstellung erfindungsgemäßer Signalfolgen und Signalteilfolgen

Figur 5 schematische Darstellung der Bildung der erfindungsgemäßen Signalfolge

20

Figur 6,7 und 8 schematische Darstellung eines Verfahrens zur Berechnung einer Korrelationssumme

- 25 Figur 9 und 10 schematische Darstellung einer Ausführungsvariante eines Verfahrens zur Bildung der Korrelationssumme

Figur 11 Blockschaltbild eines effizienten hierarchischen Go-lay-Korrelators.

30

In Figur 1 ist ein zellulares Mobilfunknetz, wie beispielsweise das GSM (Global System for Mobile Communication)-System dargestellt, das aus einer Vielzahl von Mobilvermittlungsstellen MSC besteht, die untereinander vernetzt sind, bzw.
35 den Zugang zu einem Festnetz PSTN/ISDN herstellen. Ferner sind diese Mobilvermittlungsstellen MSC mit jeweils zumindest einem Basisstationscontroller BSC verbunden, der auch durch

ein Datenverarbeitungssystem gebildet sein kann. Eine ähnliche Architektur findet sich auch in einem UMTS (Universal Mobile Telecommunication System).

5 Jeder Basisstationscontroller BSC ist wiederum mit zumindest einer Basisstation BS verbunden. Eine solche Basisstation BS ist eine Funkstation, die über eine Funkschnittstelle eine Funkverbindung zu anderen Funkstationen, sogenannten Mobilstationen MS aufbauen kann. Zwischen den Mobilstationen MS
10 und der diesen Mobilstationen MS zugeordneten Basisstation BS können mittels Funksignalen Informationen innerhalb von Funkkanälen f die innerhalb von Frequenzbändern b liegen, übertragen werden. Die Reichweite der Funksignale einer Basisstation definieren im wesentlichen eine Funkzelle FZ.

15 Basisstationen BS und ein Basisstationscontroller BSC können zu einem Basisstationssystem BSS zusammengefaßt werden. Das Basisstationssystem BSS ist dabei auch für die Funkkanalverwaltung bzw. -zuteilung, die Datenratenanpaßung, die Überwachung der Funkübertragungsstrecke, Hand-Over-Prozeduren, und
20 im Falle eines CDMA-Systems für die Zuteilung der zu verwendenden Spreizcodesets, zuständig und übermittelt die dazu nötigen Signalisierungsinformationen zu den Mobilstationen MS.

25 Im Falle eines Duplex-Systems können bei FDD (Frequency Division Duplex)-Systemen, wie dem GSM-System, für den Uplink u (Mobilstation (Sendeeinheit) zur Basisstation (Empfangseinheit)) andere Frequenzbänder vorgesehen sein als für den Downlink d (Basisstation (Sendeeinheit) zur Mobilstation
30 (Empfangseinheit)). Innerhalb der unterschiedlichen Frequenzbänder b können durch ein FDMA (Frequency Division Multiple Access) Verfahren mehrere Frequenzkanäle f realisiert werden.

Im Rahmen der vorliegenden Anmeldung versteht man unter Übertragungseinheit auch Kommunikationseinheit, Sendeeinheit,
35 Empfangseinheit, Kommunikationsendgerät, Funkstation, Mobilstation oder Basisstation. Im Rahmen dieser Anmeldung verwenden

5 dete Begriffe und Beispiele beziehen sich auch oft auf ein GSM-Mobilfunksystem; sie sind jedoch keineswegs darauf beschränkt, sondern können anhand der Beschreibung von einem Fachmann auch leicht auf andere, gegebenenfalls zukünftige, Mobilfunksysteme, wie CDMA-Systeme, insbesondere Wide-Band-CDMA-Systeme abgebildet werden.

10 Mittels Vielfachzugriffsverfahren können Daten über eine Funkschnittstelle effizient übertragen, separiert und einer oder mehreren bestimmten Verbindungen bzw. dem entsprechenden Teilnehmer zugeteilt werden. Dazu kann ein Zeitvielfachzugriff TDMA, ein Frequenzvielfachzugriff FDMA, ein Codevielfachzugriff CDMA oder eine Kombination aus mehreren dieser Vielfachzugriffsverfahren eingesetzt werden.

15 Beim FDMA wird das Frequenzband b in mehrere Frequenzkanäle f zerlegt; diese Frequenzkanäle werden durch den Zeitvielfachzugriff TDMA in Zeitschlitz t_s aufgeteilt. Die innerhalb eines Zeitschlitzes t_s und eines Frequenzkanals f übertragenen Signale können durch verbindungsindividuelle den Daten aufmodulierte Spreizcodes, sogenannte CDMA-Codes cc separiert werden.

25 Die so entstehenden physikalischen Kanäle werden nach einem festgelegten Schema logischen Kanälen zugeordnet. Bei den logischen Kanälen unterscheidet man grundsätzlich zwei Arten: Signalisierungskanäle (bzw. Steuerkanäle) zur Übertragung von Signalisierungsinformationen (bzw. Steuerinformationen) und Verkehrskanäle (Traffic Channel TCH) zur Übertragung von Nutzdaten.

Die Signalisierungskanäle werden weiter unterteilt in:

- Broadcast Channels
- Common Control Channels
- Dedicated/Access Control Channel DCCH/ACCH

35 Zu der Gruppe der Broadcast Channels gehören der Broadcast Control Channel BCCH, durch den die MS funktechnische Informationen vom Basisstationssystem BSS erhält, der Frequency

Correction Channel FCCH und der Synchronization Channel SCH. Zu den Common Control Channels gehört der Random Access Channel RACH. Die zur Realisierung dieser logischen Kanäle übertragenen Funkblöcke oder Signalfolgen können dabei für unterschiedliche Zwecke Signalfolgen $K(i)$ sog. Korrelationsfolgen enthalten, bzw. auf diesen logischen Kanälen können für unterschiedliche Zwecke Signalfolgen $K(i)$ übertragen werden.

Im folgenden wird beispielhaft ein Verfahren zur Synchronisation einer Mobilstation MS mit einer Basisstation BS erläutert: Während eines ersten Schritts der anfänglichen Basisstationssuche oder Zellsuche (initial cell search procedure) verwendet die Mobilstation den primären Synchronisationskanal (primary synchronisation channel SCH (PSC)), um eine Zeitschlitzsynchronisation mit der stärksten Basisstation zu erreichen. Dies kann durch einen angepaßten Filter (matched filter) oder eine entsprechende Schaltung gewährleistet werden, der an den primären Synchronisationscode c_p , der von allen Basisstationen ausgesendet wird, angepaßt ist. Dabei wird von allen Basisstationen BS der gleiche primäre Synchronisationscode c_p der Länge 256 ausgesendet.

Die Mobilstation ermittelt mittels Korrelation aus einer Empfangsfolge die empfangenen Signalfolgen $K(i)$ nach einem Prinzip, das in den Figuren 6 bis 11 und zugehöriger Beschreibung erläutert ist. Dabei werden am Ausgang eines angepaßten Filters (matched Filter) für jede empfangene Signalfolge jeder sich innerhalb des Empfangsbereichs der Mobilstation befindlichen Basisstation Peaks ausgegeben. Die Detektion der Position des stärksten Peaks ermöglicht die Ermittlung des Timings der stärksten Basisstation modulo der Schlitzlänge. Um eine größere Verlässlichkeit zu gewährleisten, kann der Ausgang des angepaßten Filters über die Anzahl der Zeitschlitzte nicht-kohärent akkumuliert werden. Die Mobilstation führt also eine Korrelation über eine Signalfolge der Länge 256 Chips als Matched-Filter-Operation durch.

Der Synchronisationscode c_p ist dabei entsprechend einer Signalfolge $K(i)$ nach einem Prinzip, wie in Figur 5 und zugehöriger Beschreibung erläutert, gebildet oder kann derart gebildet sein oder ist derart erhältlich. Die Signalfolge $K(i)$ bzw. der Synchronisationscode c_p der Länge 256 ist dabei aus zwei Signalteilfolgen $K1(j), K2(k)$, die jeweils die Länge 16 aufweisen, gebildet oder kann derart gebildet werden. Diese Signalteilfolgen bilden dabei ein Signalteilfolgenpaar $(K1(j); K2(k))$.

10

Eine derart erhältliche Signalfolge $K(i)$ kann dabei auch "hierarchische Signalfolge" oder "hierarchische Korrelationsfolge" genannt werden. Eine Signalteilfolge kann auch "kurze Korrelationsfolge" oder "konstituierende Folge" genannt werden.

15

Zumindest eine Signalteilfolge ist dabei eine Golaysequenz, auch Golay Complementary Sequence genannt, der Länge n_x , hier mit $X=X_{NX}(k)$ bezeichnet. X ist durch folgende Beziehung bildbar:

20

$$X_0(k) = \delta(k)$$

$$X'_0(k) = \delta(k)$$

$$X_n(k) = X_{n-1}(k) + W_n \cdot X'_{n-1}(k - D_n)$$

25

$$X'_n(k) = X_{n-1}(k) - W_n \cdot X'_{n-1}(k - D_n),$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, 2^{NX} - 1$$

$$n = 1, 2, \dots, NX$$

$$D_n = 2^{P_n}$$

30

mit

$$n_x = 2^{NX}$$

$\delta(k)$ Kroneckersche Deltafunktion

P_n , $n = 1, 2, \dots, NX$; beliebige Permutation der Zahlen

35

$\{0, 1, 2, \dots, NX-1\}$

W_n Gewichte für die Signalteilfolge aus $(+1, -1, +i$ oder $-i)$.

Ein Verfahren von Golay und Sivaswamy zur Generierung von Golayfolgen als solches ist auch aus „Efficient Pulse Compressor for Golay Complementary Sequences“, Electronic Letters
5 Vol. 27, No. 3, pp. 219 bekannt.

W_n kann also die Werte +1, -1, +i oder -i annehmen oder zur Erzeugung binärer Golaysequenzen die Werte +1 oder -1 annehmen.

10 Im Rahmen der vorliegenden Anmeldung wird W_n auch als Einheitsgröße bezeichnet. Der für eine Golaysequenz verwendete Satz der Größen D_n , der aus der Permutation P_n berechnet werden kann, wird auch als Delaymatrix bezeichnet; der Satz der
15 gewählten Gewichte W_n wird auch als Gewichtsmatrix bezeichnet.

Beispielsweise kann man für die Gewichte die Gewichtsmatrix $W = [1, -1, 1, 1]$ wählen, was bedeutet $W_1 = 1$; $W_2 = -1$; $W_3 = 1$; $W_4 = 1$ und für die Delaymatrix $D = [8, 4, 1, 2]$, was bedeutet
20 $D_1 = 8 = 2^3 = 2^{P1}$; $D_2 = 4 = 2^2 = 2^{P2}$; $D_3 = 1 = 2^0 = 2^{P3}$; $D_4 = 2 = 2^1 = 2^{P4}$. Mit der Permutation $P = [3; 2; 0; 1]$ ergibt sich die Folge
 $X_4 = (1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1)$. Diese Folge kann als eine der Signalteilstfolgen, wie beispielsweise $K_1(j)$,
verwendet werden.

25 Die Autokorrelationsfunktion einer durch zwei Signalteilstfolgen gebildeten Signalfolge $K(i)$ hat im Gegensatz zu einem in herkömmlichen Verfahren verwendeten orthogonalen Gold-Code im allgemeinen schlechtere Autokorrelationseigenschaften. Sie
30 weist beispielsweise höhere Nebenmaxima und einen höheren Effektivwert der Nebenminima auf. Außerdem zeigen UMTS-Link-Level-Simulationen, daß bei Verwendung derartiger Signalfolgen $K(i)$ im PSC zur Slotsynchronisation bei einem Frequenzversatz (Frequenzfehler) zwischen Sender und Empfänger der
35 Synchronisationsfehler im Gegensatz zur Verwendung eines orthogonalen Gold-Codes im allgemeinen höher ist.

Durch aufwendige eigens für diesen Zweck geschaffene Simulationswerkzeuge konnten jedoch aus zumindest einer Golaysequenz bestehende Signalteilfolgenpaare ($K_1(j); K_2(k)$) ermittelt werden, auf deren Basis, wie oben erläutert, Signalfolgen $K(i)$ gebildet werden können oder bildbar sind, die insbesondere zur Synchronisation zwischen Basisstation und Mobilstation auch bei einem höheren Frequenzversatz zwischen Sender und Empfänger zuverlässig ermittelt werden können und so zu einem geringen Synchronisationsfehler führen. Dabei wurde bei den Simulationen für das UMTS-System auch von einem Frequenzversatz von 10kHz ausgegangen. Durch die Verwendung einer bzw. eines derart gebildeten oder bildbaren Signalfolge $K(i)$ bzw. Synchronisationscodes c_p wird der Berechnungsaufwand zur Berechnung der Korrelationssummen, also zur Ermittlung der Signalfolge $K(i)$ in der empfangenden Mobilstation MS zum Zwecke der Synchronisation, erheblich verringert ohne eine gleichzeitige Erhöhung des Synchronisationsfehlers in Kauf nehmen zu müssen. Außerdem kann auf den Einsatz teurer Quarze im Empfänger zur Frequenzstabilisierung verzichtet werden.

Die Berechnung der Autokorrelationsfunktion in Abhängigkeit von dem Frequenzfehler stellte sich bei den Simulationen als besonders geeignet zur Beurteilung der Synchronisationseigenschaften einer durch ein Permutation-Einheitsgrößen-Paar gebildete Signalfolge $K(i)$ heraus.

Die Berechnung der Autokorrelationsfunktion unter Berücksichtigung eines Frequenzversatzes zwischen Sende- und Empfangseinheit kann dabei auch gemäß folgender Formel durchgeführt werden:

$$a(\kappa) = \text{ABS} \left(\sum_{i=0}^{n-1-\kappa} K(i) \cdot [K(i+\kappa) \cdot \exp(j \cdot 2\pi \cdot f_d \cdot i \cdot t_a)] \right)^*$$

35

κ Versatz

n Länge der Folge

i Index
f_s Frequenzversatz
t_s Abtastintervall
[]* bedeutet konjugiert komplex

5

Dabei können die Werte $a(\kappa)$ für $\kappa=0..n-1$ berechnet werden. Ergeben sich mehrere Signalteilfolgenpaare, die ein gleich gutes Verhältnis von Hauptmaximum zum maximalen Nebenmaximum in der Autokorrelationsfunktion der resultierenden Signalfolge $K(i)$ zur Folge haben, so können im weiteren die Si-
10 gnalteilfolgenpaare, die einen geringeren Effektivwert der Nebenminima zur Folge haben, ausgewählt werden. Dabei soll das Verhältnis von Hauptmaximum zum maximalen Nebenmaximum möglichst groß sein und der Effektivwert der Nebenminima mög-
15 lichst klein. Durch anschließende Link-Level-Simulationen für beispielsweise das UMTS System können Signalteilfolgenpaare ermittelt werden, die sich bei Frequenzfehler 0 kHz und 5 kHz und 10 kHz hinsichtlich des Synchronisationsfehlers überraschenderweise ähnlich gut verhalten, wie ein herkömmlicher
20 orthogonaler Gold-Code, der nichthierarchisch aufgebaut ist, und für die Synchronisation bekanntermaßen sehr gute Eigenschaften aufweist.

Zur Auswahl von Signalteilfolgenpaare ($K1(j); K2(k)$) können
25 neben der Autokorrelationsfunktion auch folgende Kriterien herangezogen werden:

- Missed Detektion Rate: Wähle die Signalteilfolgenpaare aus durch Vergleich der Missed Detektion Rate bei Durchführung
30 vollständiger Simulationen.

- Detektionswahrscheinlichkeiten bei gegebenem Frequenzfehler und gegebenem SNR bei AWGN Kanälen.

35 Durch die aufwendigen Simulationen konnte eine Menge von Golaysequenzen der Länge 16, beschrieben durch eine Menge von Permutation-Einheitsgrößen-Paaren, die in einem und/oder meh-

reren der Ansprüche 5, 6, 7, 8 oder 9 angegeben ist, ermittelt werden, auf deren Basis Signalfolgen $K(i)$ bildbar sind, die sowohl bei Frequenzversatz null zwischen Sender und Empfänger als auch bei einem größeren Frequenzversatz beim Einsatz für Synchronisationszwecke einen kleinen Synchronisationsfehler aufweisen. Daraus folgt eine bevorzugte Wahl von Permutation-Einheitsgrößen-Paaren, aus denen Signalteilfolgen und schließlich Signalfolgen $K(i)$ erhältlich oder bildbar sind.

10

Bei einer Ausführungsvariante der Erfindung ist zumindest eine Signalteilfolge eine hinsichtlich der Nebenmaxima der Autokorrelationsfunktion auch bei Frequenzfehlern optimierte Golaysequenz, insbesondere der Länge 16.

15

Als vorteilhaft erwies sich bei oben erläuterten Simulationen die Verwendung einer Signalfolge $K(i)$, die auf einer Signalteilfolge basiert, wobei die zur Bildung der Signalteilfolge verwendete Permutation P_1, P_2, P_3, P_4 und komplexe Einheitsgröße W_1, W_2, W_3, W_4 folgender Menge von Permutation-Einheitsgrößen-Paaren $(P_1 P_2 P_3 P_4, W_1 W_2 W_3 W_4;)$ entnommen ist:

0213,+j+j+j-1; 0213,-j+j+j-1; 0213,+1-j+j-1; 0213,-1-j+j-1;
 25 0213,+1+j-j-1; 0213,-1+j-j-1; 0213,+j-j-j-1; 0213,-j-j-j-1;
 0213,+j+j+j+1; 0213,-j+j+j+1; 0213,+1-j+j+1; 0213,-1-j+j+1;
 0213,+1+j-j+1; 0213,-1+j-j+1; 0213,+j-j-j+1; 0213,-j-j-j+1;
 3120,+1-j+j-1; 3120,-1-j+j-1; 3120,+1+j-j-1; 3120,-1+j-j-1;
 3120,+1+j+j+j; 3120,-1+j+j+j; 3120,+1-j-j+j; 3120,-1-j-j+j;
 30 3120,+1+j+j-j; 3120,-1+j+j-j; 3120,+1-j-j-j; 3120,-1-j-j-j;
 3120,+1-j+j+1; 3120,-1-j+j+1; 3120,+1+j-j+1; 3120,-1+j-j+1;.

Als besonders vorteilhaft erwies sich bei oben erläuterten Simulationen die Verwendung einer Signalfolge $K(i)$, die auf einer Signalteilfolge basiert, wobei die zur Bildung der Signalteilfolge verwendete Permutation P_1, P_2, P_3, P_4 und binäre Einheitsgröße W_1, W_2, W_3, W_4 folgender Menge von Permutation-

35

14

Einheitsgrößen-Paaren $(P_1, P_2, P_3, P_4, W_1, W_2, W_3, W_4;)$ entnommen ist:

5 3201, +1-1+1+1; 3201, -1-1+1+1; 3201, +1-1-1+1; 3201, -1-1-1+1; 3201, +1-1+1-1; 3201, -1-1+1-1; 3201, +1-1-1-1; 3201, -1-1-1-1; 1023, +1+1-1+1; 1023, -1+1-1+1; 1023, +1-1-1+1; 1023, -1-1-1+1; 1023, +1+1-1-1; 1023, -1+1-1-1; 1023, +1-1-1-1; 1023, -1-1-1-1;.

10 Als besonders vorteilhaft erwies sich bei oben erläuterten Simulationen auch die Verwendung einer Signalfolge $K(i)$, die auf einer Signalteilfolge basiert, wobei die zur Bildung der Signalteilfolge verwendete Permutation P_1, P_2, P_3, P_4 und binäre Einheitsgröße W_1, W_2, W_3, W_4 folgender Menge von Permutation-Einheitsgrößen-Paaren $(P_1, P_2, P_3, P_4, W_1, W_2, W_3, W_4;)$ entnommen ist:

20 3201, +1-1+1+1; 3201, -1-1-1+1; 3201, -1-1+1-1; 3201, +1-1-1-1; und die zur Bildung der zweiten Signalteilfolge verwendete Permutation (P_1, P_2, P_3, P_4) gleich 3201 ist.

25 Neben der Permutation-Einheitsgrößendarstellung kann man die Golayfolgen auch durch Angabe der Delay-Matrix und der Gewichtsmatrix darstellen. Die oben an erster Stelle als besonders vorteilhaft angegebene Folge mit reellen Gewichten, die durch die Parameter $(P_1, P_2, P_3, P_4, W_1, W_2, W_3, W_4)$ angegebene Folge (3201,+1-1+1+1) ist somit definiert durch die Delay-Matrix $D = [8, 4, 1, 2]$ und die Gewichts-Matrix $W = [1, -1, 1, 1]$.

30

Des weiteren kann man die Golayfolge auch explizit durch Angabe der einzelnen Elemente darstellen, für die o.g Golayfolge der Länge 16 ergibt sich dabei:

35 $K_1 = \langle +1, +1, +1, -1, -1, +1, -1, -1, +1, +1, +1, -1, +1, -1, +1, +1 \rangle$

Eine weitere äquivalente Darstellung ergibt sich bei dem in der Literatur häufig verwendeten Mapping von +1 auf 0 und -1 auf 1. Die Folge ist dann definiert durch:

5 <0,0,0,1,1,0,1,1,0,0,0,1,0,1,0,0>

Verwendet man als Signalteilfolgen (konstituierende Sequenzen) für den PSC von UMTS also Golaysequenzen der Länge 16, wobei man als Gewichte $W_n=1, -1, i, -i$ und als Verzögerungen
10 eine beliebige Permutation aus $D_n=\{1,2,4,8\}$ so gibt es mehr als 2^{12} verschiedene Möglichkeiten für jede der beiden konstituierenden Sequenzen, also insgesamt 2^{24} Möglichkeiten. Im Rahmen der Erfindung liegen gemäß den Patentansprüchen 5, 6, 7, 8 oder 9 ungefähr 10 bis 10^2 Permutation-Einheitsgrößen-
15 Paare. Die ausgewählten Signalteilfolgen bilden also nur eine sehr kleine Teilmenge der grundsätzlich möglichen Menge von zur Bildung von 16-stelligen Golaysequenzen verwendbaren Permutation-Einheitsgrößen-Paaren.

20 Figur 2 zeigt eine Funkstation, die eine Mobilstation MS sein kann, bestehend aus einer Bedieneinheit oder Interface-Einheit MMI, einer Steuereinrichtung STE, einer Verarbeitungseinrichtung VE, einer Stromversorgungseinrichtung SVE, einer Empfangseinrichtung EE und ggf. einer Sendeeinrichtung
25 SE.

Die Steuereinrichtung STE besteht im wesentlichen aus einem programmgesteuerten Mikrocontroller MC, der schreibend und lesend auf Speicherbausteine SPE zugreifen kann. Der Microcontroller MC steuert und kontrolliert alle wesentlichen Elemente
30 und Funktionen der Funkstation.

Die Verarbeitungseinrichtung VE kann auch durch einen digitalen Signalprozessor DSP gebildet sein, der ebenfalls auf
35 Speicherbausteine SPE zugreifen kann. Durch die Verarbeitungseinrichtung VE können auch Additions- und Multiplikationsmittel realisiert sein.

In den flüchtigen oder nicht flüchtigen Speicherbausteinen SPE sind die Programmdateien, die zur Steuerung der Funkstation und des Kommunikationsablaufs, insbesondere auch der Signalisierungsprozeduren, benötigt werden und während der Verarbeitung von Signalen entstehende Informationen gespeichert. Außerdem können darin Signalfolgen $K(i)$, die zu Korrelationszwecken verwendet werden, und Zwischenergebnisse von Korrelationssummenberechnungen gespeichert werden. Die im Rahmen der Erfindung liegenden Signalfolgen $K(i)$ können also in der Mobilstation und/oder der Basisstation abgespeichert sein. Es ist auch möglich, daß ein oder mehrere der oben aufgeführten Permutation-Einheitsgrößen-Paare oder daraus abgeleitete Signalteilfolgen oder Signalteilfolgenpaare $(K1(j); K2(k))$ in der Mobilstation und/oder der Basisstation abgespeichert sind. Es ist auch möglich, daß in der Mobilstation und/oder der Basisstation eine Signalfolge $K(i)$ aus einem Signalteilfolgenpaar $(K1(j); K2(k))$ und/oder eine Signalteilfolge aus einem Permutation-Einheitsgrößen-Paaren gebildet wird.

Insbesondere kann in einer Basisstation oder in allen Basisstationen eines Systems eine Signalfolge $K(i)$ abgespeichert sein, die in festen oder variablen Abständen zu Synchronisationszwecken ausgesendet wird. In der Mobilstation MS ist das Signalteilfolgenpaar $(K1(j); K2(k))$, aus dem die in der Basisstation abgespeicherte Signalfolge $K(i)$ bildbar ist oder gebildet werden kann, abgespeichert und wird zur Synchronisation der Mobilstation mit einer Basisstation zur rechenaufwandsgünstigen Korrelationssummenberechnung herangezogen.

Die Speicherung der Signalfolgen bzw. der Signalteilfolgen kann auch durch eine Speicherung entsprechender Informationen in beliebig codierter Form erfolgen und durch Mittel zur Speicherung, wie beispielsweise flüchtige und/oder nicht-flüchtige Speichereinbausteine oder durch entsprechend konfigurierte Addierer- oder Multiplizierereingänge oder entspre-

chende gleichwirkende Hardwareausgestaltungen realisiert sein.

Der Hochfrequenzteil HF besteht ggf. aus der Sendeeinrichtung SE, mit einem Modulator und einem Verstärker V und einer Empfangseinrichtung EE mit einem Demodulator und ebenfalls einem Verstärker. Durch Analog/Digitalwandlung werden die analogen Audiosignale und die analogen von der Empfangseinrichtung EE stammenden Signale in digitale Signale gewandelt und vom digitalen Signalprozessor DSP verarbeitet. Nach der Verarbeitung werden ggf. die digitalen Signale durch Digital/Analogwandlung in analoge Audiosignale oder andere Ausgangssignale und analoge der Sendeeinrichtung SE zuzuführende Signale gewandelt. Dazu wird gegebenenfalls eine Modulation bzw. Demodulation durchgeführt.

Der Sendeeinrichtung SE und der Empfangseinrichtung EE wird über den Synthesizer SYN die Frequenz eines spannungsgeregelten Oszillators VCO zugeführt. Mittels des spannungsgesteuerten Oszillators VCO kann auch der Systemtakt zur Taktung von Prozessoreinrichtungen der Funkstation erzeugt werden.

Zum Empfang und zum Senden von Signalen über die Luftschnittstelle eines Mobilfunksystems ist eine Antenneneinrichtung ANT vorgesehen. Bei einigen bekannten Mobilfunksystemen, wie dem GSM (Global System for Mobile Communication) werden die Signale zeitlich gepulst in sogenannten bursts empfangen und gesendet.

Bei der Funkstation kann es sich auch um eine Basisstation BS handeln. In diesem Fall wird das Lautsprecherelement und das Mikrophonelement der Bedieneinheit MMI durch eine Verbindung zu einem Mobilfunknetz, beispielsweise über einen Basisstationscontroller BSC bzw. eine Vermittlungseinrichtung MSC ersetzt. Um gleichzeitig Daten mit mehreren Mobilstationen MS auszutauschen, verfügt die Basisstation BS über eine entsprechende Vielzahl von Sende- bzw. Empfangseinrichtungen.

In Figur 3 ist eine Empfangssignalfolge $E(1)$, bei der es sich auch um ein von einem Empfangssignal abgeleitete Signalfolge handeln kann, der Länge w dargestellt. Zur Berechnung einer ersten Korrelationssumme S_0 entsprechend eingangs angegebener Formel werden Elemente eines ersten Abschnitts dieser Empfangssignalfolge $E(1)$ paarweise mit den entsprechenden Elementen der Signalfolge $K(i)$ der Länge n multipliziert, und die Länge der resultierenden Teilergebnisse zur Korrelationssumme S_0 aufaddiert.

Zur Berechnung einer weiteren Korrelationssumme S_1 wird die Signalfolge $K(i)$ wie in der Figur bildlich dargestellt um ein Element nach rechts verschoben und die Elemente der Signalfolge $K(i)$ mit den entsprechenden Elementen der Signalfolge $E(1)$ paarweise multipliziert, und durch eine Summation der entstehenden Teilergebnisse wieder die Korrelationssumme S_1 gebildet.

Die paarweise Multiplikation der Elemente der Signalfolge mit entsprechenden Elementen der Empfangssignalfolge und die anschließende Summation kann auch in Vektorschreibweise als die Bildung eines Skalarproduktes beschrieben werden, sofern man jeweils die Elemente der Signalfolge und die Elemente der Empfangssignalfolge zu einem Vektor eines kartesischen Koordinatensystems zusammenfaßt:

$$S_0 = \begin{pmatrix} K(0) \\ \vdots \\ K(i) \\ \vdots \\ K(n-1) \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} E(0) \\ \vdots \\ E(i) \\ \vdots \\ E(n-1) \end{pmatrix} = K(0) * E(0) + \dots + K(i) * E(i) + \dots + K(n-1) * E(n-1)$$

$$S1 = \begin{pmatrix} K(0) \\ \vdots \\ K(i) \\ \vdots \\ K(n-1) \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} E(1) \\ \vdots \\ E(i+1) \\ \vdots \\ E(n) \end{pmatrix} = K(0) * E(1) + \dots + K(i) * E(i+1) + \dots + K(n-1) * E(n)$$

In den so ermittelten Korrelationssummen S kann das Maximum gesucht werden, das Maximum der Korrelationssummen S mit einem vorgegebenen Schwellwert verglichen werden, und so ermittelt werden, ob in dem Empfangssignal E(1) die vorgegebene Signalfolge K(i) enthalten ist und wenn ja, wo im Empfangssignal E(1) sie sich befindet, und so zwei Funkstationen miteinander synchronisiert werden bzw. Daten, denen ein individueller Spreizcode in Form einer Signalfolge K(i) aufmoduliert wurde, detektiert werden.

In Figur 4 ist wieder die Empfangssignalfolge E(1) und als Korrelationsfolge eine Signalfolge K(i), die auf den Signalteilfolgen K1(j), K2(k) basiert, dargestellt.

In Figur 5 ist die Bildung einer Signalfolge K(i) dargestellt, die auf zwei Signalteilfolgen K2(k) der Länge n2 und K1(j) der Länge n1 basiert. Dazu wird die Signalteilfolge K2(k) n1 mal wiederholt, und dabei durch die Signalteilfolge K1(j) moduliert. Die Bildung der Signalfolge K(i) lässt sich mathematisch auch durch folgende Formel ausdrücken:

$$K(i) = K2(i \bmod n2) * K1(i \operatorname{div} n2), \text{ für } i = 0 \dots n1 * n2 - 1$$

Dabei bezeichnet mod den ganzzahligen Rest einer Division und div das ganzzahlige Ergebnis einer Division.

Dies ist bildlich dargestellt durch eine Folge f2, die aus den wiederholten, nacheinander abgebildeten Signalteilfolgen K2(k) besteht, und eine Folge f1, die durch eine gedehnte Signalteilfolge K1(j) über der Folge f2 abgebildet ist.

Durch eine Multiplikation der Elemente der Folge f2 mit den entsprechenden über der Folge f2 abgebildeten Elementen der Folge f1 entsteht die neue Signalfolge K(i) der Länge n. Diese Erzeugung einer Signalfolge K(i) ist unten im Bild noch
 5 einmal anhand eines Beispiels zweier binärer Signalteilstfolgen der Länge 4 dargestellt.

Natürlich ist die Erfindung nicht auf Signalteilstfolgen der Länge 4 bzw. Signalfolgen der Länge 16 beschränkt. Auch ist
 10 die Erfindung nicht auf die oben verwendete mathematische Beschreibung beschränkt.

Beispielsweise entspricht inhaltlich folgende Darstellung für Signalteilstfolgen der Länge 16 bzw. Signalfolgen der Länge 256
 15 der oben verwendeten mathematischen Darstellung und ist daher ebenfalls in der Erfindung enthalten:

Verwendet man für K1 beispielhaft die oben als besonders günstig beschriebene Golayfolge mit der Permutation-
 20 Einheitsgrößendarstellung (3201 , +1-1+1+1) oder der expliziten Darstellung $\langle +1, +1, +1, -1, -1, +1, -1, -1, +1, +1, +1, -1, +1, -1, +1, +1 \rangle$ und für K2 eine aus 16 Elementen bestehende Folge a, so kann man die wiederholten, nacheinander abgebildeten Signalteilstfolgen K2 bzw. a, welche mit dem Wert des jeweiligen
 25 Elementes der Folge K1 moduliert werden, auch folgendermaßen schreiben:

$$K = \langle a, a, a, -a, -a, a, -a, -a, a, a, a, -a, a, -a, a, a \rangle$$

Derart gebildete Signalfolgen K(i) können zur vereinfachten Berechnung von Korrelationssummen dieser Signalfolgen K(i) mit Empfangssignalfolgen E(l) genutzt werden. Die so gebildete Signalfolge der Länge 256 kann beispielsweise zu Synchronisationszwecken als primärer Synchronisationscode cp der
 35 Länge 256 ausgesendet werden.

Eine schematische Darstellung einer derartigen vereinfachten und somit auch schnelleren und aufwandgünstigeren Berechnung von Korrelationssummen S ist in den Figuren 6 bis 8 dargestellt, auf die im folgenden eingegangen wird.

5

Zunächst wird eine Teilkorrelationssumme TS(z) gebildet. Dazu wird beispielsweise für das erste Element der Teilkorrelationssummenfolge TS(0) die Korrelationssumme der zweiten Signalteilfolge K2(k) mit dem entsprechenden Abschnitt der Empfangssignalfolge E(l) gebildet.

10

$$TS(0) = \begin{pmatrix} K2(0) \\ \vdots \\ K2(k) \\ \vdots \\ K2(n2-1) \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} E(0) \\ \vdots \\ E(k) \\ \vdots \\ E(n2-1) \end{pmatrix} = K2(0) * E(0) + \dots + K2(k) * E(k) + \dots + K2(n2-1) * E(n2-1)$$

Für das zweite Element der Teilkorrelationssummenfolge TS(1)

15

wird die zweite Signalteilfolge K2(k) wie bildlich dargestellt um ein Element verschoben und ebenfalls die Korrelationssumme mit dem entsprechenden Element der Empfangssignalfolge E(l) gebildet usw.

$$TS(1) = \begin{pmatrix} K2(0) \\ \vdots \\ K2(k) \\ \vdots \\ K2(n2-1) \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} E(1) \\ \vdots \\ E(k+1) \\ \vdots \\ E(n2) \end{pmatrix} = K2(0) * E(1) + \dots + K2(k) * E(k+1) + \dots + K2(n2-1) * E(n2)$$

20

Das n-te Element der Teilkorrelationssummenfolge TS(n1*n2-1) wird nach n-1 Verschiebungen der zweiten Signalteilfolge K2(k) gegenüber der Empfangssignalfolge E(l) entsprechend berechnet.

25

$$\begin{aligned}
 TS(n-1) &= \begin{pmatrix} K2(0) \\ \vdots \\ K2(k) \\ \vdots \\ K2(n2-1) \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} E(n-1) \\ \vdots \\ E(k+n-1) \\ \vdots \\ E(n2+n-2) \end{pmatrix} = \\
 &= K2(0) * E(n-1) + \dots + K2(k) * E(k+n-1) + \dots + K2(n2-1) * E(n2+n-2)
 \end{aligned}$$

Die so entstehende Teilkorrelationssummenfolge $TS(z)$ ist im oberen Bereich der Figur 7 dargestellt. Aus dieser Teilkorrelationssummenfolge wird nun jedes $n2$ -te-Element ausgewählt und mit dem entsprechenden Element der ersten Signalteilfolge $K1(j)$ paarweise multipliziert.

Faßt man die ausgewählten Elemente der Teilkorrelationssummenfolge $TS(z)$ und die erste Signalteilfolge $K1(j)$ jeweils zu Vektoren zusammen, so wird die erste Korrelationssumme $S0$ durch das Skalarprodukt dieser beiden Vektoren erzeugt.

$$S0 = \begin{pmatrix} K1(0) \\ \vdots \\ K1(j) \\ \vdots \\ K1(n1-1) \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} TS(0) \\ \vdots \\ TS(j * n2 - 1) \\ \vdots \\ TS((n1-1) * n2 - 1) \end{pmatrix} = K1(0) * TS(0) + \dots + K1(j) * TS(j * n2 - 1) + \dots$$

Figur 7 zeigt im unteren Bereich die entsprechende Berechnung weiterer Korrelationssummen $S1$ bzw. $S2$ durch die Auswahl $n2$ -ter um 1 bzw. 2 rechts von den als erstes ausgewählten Elementen liegenden Elemente:

$$S1 = \begin{pmatrix} K1(0) \\ \vdots \\ K1(j) \\ \vdots \\ K1(n1-1) \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} TS(1) \\ \vdots \\ TS(j * n2) \\ \vdots \\ TS((n1-1) * n2) \end{pmatrix} = K1(0) * TS(0) + \dots + K1(j) * TS(j * n2) + \dots$$

Durch die Speicherung einmal berechneter Teilkorrelationssummen TS kann auf diese bei der späteren Berechnung von weite-

ren Korrelationssummen zurückgegriffen werden, und somit auf die entsprechenden Rechenschritte verzichtet werden.

5 Je nach Ausführungsvariante kann entweder zunächst die komplette Teilkorrelationssummenfolge $TS(z)$ über die ganze Empfangssignalfolge $E(l)$ berechnet werden und dann die einzelnen Korrelationssummen oder erst bei Bedarf zur Berechnung einer neuen Korrelationssumme die entsprechenden zusätzlich benötigten Teilkorrelationssummen berechnet werden.

10

Figur 8 zeigt nochmals das aus zwei Schritten bestehende Verfahren zur Berechnung von Korrelationssummen S , diesmal anhand des in Figur 5 dargestellten Beispiels zweier binärer Signalteilfolgen der Länge 4.

15

In einem ersten Schritt werden die Teilkorrelationssummen $TS(z)$ der zweiten Signalteilfolge $K2(k)$ $+-+-$ mit entsprechenden Abschnitten der Empfangssignalfolge $E(l)$ berechnet, und dann in einem zweiten Schritt jedes vierte Element der so erzeugten Teilkorrelationssummenfolge $TS(z)$ ausgewählt, mit dem entsprechenden Element der ersten Signalteilfolge $K1(j)$ $+++-$ multipliziert und zur Korrelationsfolge $S0$ aufsummiert.

25 Die dick gezeichneten Linien stellen dabei die neu durchzuführenden Berechnungsschritte dar für die Berechnung einer weiteren Korrelationssumme $S1$, für den Fall, daß die übrigen Teilkorrelationssummen TS schon zuvor berechnet und abgespeichert wurden.

30 Diese Ausführungsvariante kann möglichst speichereffizient durchgeführt werden, wenn zunächst jede $n2$ -te Teilkorrelationssumme berechnet wird. Dazu werden die Abtastwerte zwischengespeichert.

35 Die Figuren 9 bis 10 stellen eine andere Ausführungsvariante zur vereinfachten Berechnung von Korrelationssummen S anhand

des schon oben erwähnten Beispiels zweier binärer Signalteilfolgen der Länge 4 vor.

Dabei wird zunächst jedes 4. Element der Empfangssignalfolge
5 $E(l)$ ausgewählt und die Teilkorrelationssummenfolge $TS(z)$ der
so ausgewählten Elemente mit der Signalteilfolge $K1(j)$ gebildet. Aus der so entstehenden Teilkorrelationssummenfolge
 $TS(z)$ werden jeweils 4 aufeinander folgende Elemente ausge-
wählt, paarweise mit entsprechenden Elementen der Signalteil-
10 folge $K2(k)$ multipliziert und die resultierenden Teilergebnisse zur Korrelationssumme S aufsummiert. Dabei stellen wieder die dick gezeichneten Linien die zusätzlich nötigen
Schritte zur Berechnung einer weiteren Korrelationssumme $S1$
dar, für den Fall, daß die anderen Teilkorrelationssummen TS
15 zuvor schon berechnet und abgespeichert wurden.

Figur 10 zeigt nochmals die Berechnung einer ersten Korrelationssumme $S0$ bei der zunächst jedes 4. Element der Empfangssignalfolge $E(l)$ ausgewählt wird, diese Elemente mit entsprechenden Elementen der ersten Signalteilfolge $K1(j)$ +++- multipliziert werden und durch Summation der Teilergebnisse die Teilkorrelationssumme $TS(0)$ berechnet wird. In einem zweiten Schritt werden die ersten vier aufeinander folgenden Elemente der Teilkorrelationssummenfolge $TS(z)$ mit den entsprechenden
25 Elementen der zweiten Signalteilfolge $K2(k)$ +--+ multipliziert und die entstehenden Teilergebnisse zur Korrelationssumme $S0$ aufsummiert.

Bei dieser Ausführungsvariante wird weniger Speicher zum Zwischenspeichern der Teilkorrelationssummen benötigt, wenn die
30 Summen sukzessive berechnet werden.

Eine weitere Ausgestaltung der Erfindung macht von der durch das regelmäßige Konstruktionsprinzip der Signalfolge $K(i)$ bedingten regelmäßigen (fast periodischen) Struktur der aperiodischen Autokorrelationsfunktion dieser Signalfolge Gebrauch. Dies bedeutet, daß sich bei der Suche eines Signals
35

nicht nur ein Haupt-Maximum ergibt, sondern in regelmäßigen Abständen auch Nebenmaxima auftreten. Zur beschleunigten Suche nach der Signalfolge in der Empfangssignalfolge kann man die Regelmäßigkeit der Lage der Maxima ausnutzen. Sobald ein
5 Nebenmaxima gefunden wurde, kann man aufgrund der Periodizität die Lage der anderen Maxima vorhersagen, d.h. man berechnet die Korrelationssumme lediglich an diesen Stellen. Auf diese Weise kann man schnell das Hauptmaximum detektieren. Allerdings kann es sich bei dem vermeintlichen Nebenmaximum
10 auch nur um einen zufällig (wegen des Rauschanteils) erhöhten Wert handeln. In diesem Fall wird man an den potentiellen Stellen des erwarteten Hauptmaximums tatsächlich kein Maximum finden. Daher wird in diesem Fall die Hypothese verworfen und die Berechnung konventionell fortgesetzt.

15 Man kann die durch das Konstruktionsprinzip der Signalfolgen bedingte Regelmäßigkeit der Nebenmaxima aber auch zur Eliminierung und Korrektur störender Nebenmaxima im Korrelationsergebnis ausnutzen. Nach der Detektion des Maximums kann
20 man aus dem Maximum die Nebenmaxima berechnen und diesen Wert von den entsprechenden Korrelationsergebnissen subtrahieren. Auf diese Weise erhält man das Korrelationsergebnis einer (hypothetischen) Folge mit perfekter Autokorrelationsfunktion. Dadurch ergibt sich durch die Regelmäßigkeit der Nebenma-
25 xima eine stark vereinfachte Berechnung.

In Ausführungsvarianten der Erfindung werden zur Berechnung von Skalarprodukten, Korrelationssummen und/oder Teilkorrelationssummen Effiziente Golay Korrelatoren verwendet.

30 Figur 11 zeigt einen effizienten hierarchischen Korrelator für Signalfolgen, wobei als konstituierende Folgen K1, K2 Golayfolgen X,Y der Länge n_x bzw. n_y verwendet werden. Der Korrelator besteht aus zwei hintereinander geschalteten Matched
35 Filtern (Figur 11 a), die jeweils als Efficient-Golay-Korrelatoren gebildet sind. Figur 11 b) zeigt den Matched

Filter für die Folge X und Figur 11 c) zeigt den Matched Filter für die Folge Y.

In Figur 11 b) gelten folgende Bezeichnungen:

- 5
- $n = 1, 2, \dots, NX$
- n_y Länge der Folge Y
- n_x Länge der Folge X
- NX mit $n_x = 2^{NX}$
- 10 DX_n $DX_n = 2^{PX_n}$
- PX_n Permutation der
Zahlen $\{0, 1, 2, \dots, NX-1\}$
für die Signalteilfolge X
- WX_n Gewichte für die Signalteilfolge X
- 15 aus $(+1, -1, +i$ oder $-i)$.

In Figur 11 c) gelten folgende Bezeichnungen:

- $n = 1, 2, \dots, NY$
- 20 n_y Länge der Folge Y
- NY mit $n_y = 2^{NY}$
- DY_n $DY_n = 2^{PY_n}$
- PY_n Permutation der
Zahlen $\{0, 1, 2, \dots, NY-1\}$
- 25 für die Signalteilfolge Y
- WY_n Gewichte für die Signalteilfolge Y
aus $(+1, -1, +i$ oder $-i)$.

Definition:

- 30 $a_n(k)$ und $b_n(k)$ sind zwei komplexe Folgen der Länge 2^N ,
 $\delta(k)$ ist die Kronecker Delta-Funktion,
 k ist eine die Zeit repräsentierende ganze Zahl,
 n ist die Iterationsnummer,
 D_n ist die Verzögerung,
- 35 P_n , $n = 1, 2, \dots, N$, ist eine beliebige Permutation der
Zahlen $\{0, 1, 2, \dots, N-1\}$,

W_n können als Gewichte die Werte +1, -1, +i, -i annehmen und wird auch als Einheitsgröße bezeichnet.

Die Korrelation einer Golaysequenz der Länge 2^N kann folgendermaßen effizient durchgeführt werden:

Man definiert die Folgen $R_a^{(0)}(k)$ und $R_b^{(0)}(k)$ als $R_a^{(0)}(k) = R_b^{(0)}(k) = r(k)$, wobei $r(k)$ das Empfangssignal oder die Ausgabe einer anderen Korrelationsstufe ist.

10 Man führt folgenden Schritt N mal aus; n läuft von 1 bis N:

Berechne

$$R_a^{(n)}(k) = W_n^* \cdot R_b^{(n-1)}(k) + R_a^{(n-1)}(k - D_n)$$

Und

15 $R_b^{(n)}(k) = W_n^* \cdot R_a^{(n-1)}(k) - R_b^{(n-1)}(k - D_n)$

Wobei W_n^* das konjugiert komplexe von W_n bezeichnet. Falls die Gewichte W reell sind, ist W_n^* identisch zu W_n .

$R_a^{(N)}(k)$ ist dann die zu berechnende Korrelationssumme.

20

Ein Efficient Golay Korrelator für einen PSC Code der Länge 256 (2^8) Chips im Empfänger weist in der Regel $2 \cdot 8 - 1 = 15$ komplexe Addierer auf.

25 Mit der Kombination aus Hierarchischer Korrelation und Efficient Golay Korrelator sind für einen Hierarchischen Code - beschrieben durch zwei konstituierende Sequenzen X und Y - der Länge 256 ($2^4 \cdot 2^4$) nur $2 \cdot 4 - 1 + 2 \cdot 4 - 1 = 14$ komplexe Addierer erforderlich (auch wenn man vierwertige konstituierende Folgen einsetzt).

30

Damit wird der Berechnungsaufwand, der für die primäre Synchronisation in CDMA-Mobilfunksystemen sehr hoch ist, um $7\frac{1}{2}$ reduziert.

35

Im folgenden werden - jeweils durch Gliederungsstriche gekennzeichnet - Ausführungsvarianten der Erfindung angegeben,

deren Realisierung bei Kenntnis der vorliegenden Anmeldung im Rahmen fachmännischen Handelns liegen:

- 5 - zur Bildung einer Codefolge der Länge $2^{N_x+N_y}$ werden zwei konstituierende Golaysequenzen der Länge $n_x=2^{N_x}$ und $n_y=2^{N_y}$ verwendet und wie oben beschrieben hierarchisch aufgebaut.
- 10 - als Gewichte für die konstituierenden Golaysequenzen werden +1 und -1 verwendet und somit binäre Sequenzen erzeugt.
- 15 - es werden reelle Golaysequenzen verwendet.
- es werden komplexe Golaysequenzen verwendet.
- 20 - es werden zwei konstituierende Golaysequenzen gleicher Länge verwendet.
- es werden zwei komplementäre Golaysequenzen verwendet.
- 25 - es wird nur ein Efficient-Golay-Korrelator, ggf. mit programmierbaren Delays zur wahlweisen Berechnung von einer oder beiden komplementären Golaysequenzen verwendet.
- 30 - es wird eine Folge wie beschrieben verwendet, aber noch zusätzlich Werte eingefügt; bei der Berechnung müssen diese Werte wie gewohnt akkumuliert werden. Der Rest der Berechnung kann aber wie beschrieben effizient durchgeführt werden. Dies erlaubt die Generierung von Folgen beliebiger Länge.
- 35 - es werden zwei konstituierende Teilfolgen verwendet.

- es werden mehrere konstituierende Teilfolgen verwendet.
 - es wird nur für einen Teil der Teilfolgen eine Golay-Folge verwendet.
- 5.
- es werden diese Folgen für den Synchronisationskanal in UMTS verwendet.
 - es werden auf Frequenzfehler optimierte konstituierende
- 10 Golaysequenzen verwendet.
- es werden zur Berechnung der Korrelation zwei hintereinander geschaltete Filter verwendet, wobei das eine ein Matched Filter auf die Golaysequenz X und das andere ein Matched Filter auf die Golaysequenz Y mit gespreizten Delays $n_y \cdot DX_n$ ist.
- 15
- es werden zur Berechnung der Korrelation zwei hintereinander geschaltete Filter verwendet, wobei das eine ein Matched Filter auf die Golaysequenz X und das andere ein Matched Filter auf die Golaysequenz Y mit gespreizten Delays $n_y \cdot DX_n$ ist und die Ausgangssignale der Filter entsprechend dem Efficient-Golay-Korrelator-Algorithmus berechnet werden.
- 20
- es werden zur Berechnung der Teilkorrelationssummen der Efficient Golay Korrelationsalgorithmus und zu Ermittlung der gesamten Korrelation der Algorithmus für die hierarchische Korrelation verwendet.
- 25

Die vorliegende Erfindung ist nicht auf Funkübertragungssysteme beschränkt, sondern kann auch bei Verwendung anderer Übertragungsverfahren z.B. akustischer Verfahren (Ultraschall), insbesondere zu Zwecken der Sonographie, oder optischer Verfahren, beispielsweise die Infrarotmessung nach Lidar-Prinzipien eingesetzt werden. Ein weiteres Anwendungsgebiet ist die Untersuchung von Änderungen der spektralen Zusammensetzung von rückgestreuten Signalen. Die Bildung von Signalfolgen, ihre Übertragung, sowie die Berechnung von Kor-

30

35

relationssummen dieser Signalfolgen mit empfangenen Signalfolgen kann auch in folgenden unterschiedlichen technischen Gebieten Anwendung finden:

- 5 - zum Zwecke der Synchronisation zweier Übertragungseinheiten, wie beispielsweise Funkstationen, insbesondere die Verwendung dieser Folgen im Synchronisationskanal in CDMA-Mobilfunksystemen, wie das sich in der Standardisierung befindliche UMTS-System,
- 10 - bei der Datenübertragung mittels durch die Signalfolge gespreizte Sendesymbole bzw. Daten in Bandspreiz (spread spectrum)-Systemen, insbesondere zur Ermittlung von Sendesymbolen bzw. Daten, denen eine derartige Signalform aufmoduliert wurde,
- 15 - in der Meßtechnik zur Entfernungs- und Objektvermessung,
- 20 - zur Bestimmung von Übertragungseigenschaften des zwischen Übertragungseinheiten, wie Sendeeinheit und Empfangseinheit liegenden Übertragungskanals, in der Radarmeßtechnik, um die Lage eines Objektes und /oder weitere von der Geometrie und den spezifischen Reflexionseigenschaften des Objektes abhängige Parameter zu bestimmen,
- 25 - zur Bestimmung von Übertragungseigenschaften des zwischen Sender und Empfänger befindlichen Übertragungskanals, in der Radarmeßtechnik zur Bestimmung von Parametern eines rückstreuenden Mediums, insbesondere der Ionosphäre, insbesondere durch inkohärente Streuung,
- 30 - zur Bestimmung von Übertragungseigenschaften des zwischen Übertragungseinheiten, wie Sendeeinheit und Empfangseinheit, liegenden Übertragungskanals, insbesondere zur Bestimmung von
- 35 Mehrwegeausbreitungen in der Meßtechnik oder Kommunikationstechnik. Dabei werden mittels des Korrelationsergebnisses während der Kommunikation die sich zeitlich ändernden Aus-

breitungseigenschaften des Übertragungskanals (Kanalimpulsantwort) ermittelt. Insbesondere werden zusätzliche Pfade der Mehrwegeausbreitung ermittelt. Dazu können die Signalfolgen $K(i)$ auch in Form einer Mittambel innerhalb eines Funkblockes übertragen werden. Diese Kenntnis kann dann in einer ansonsten konventionellen Empfangseinheit weiterverwendet werden.

Patentansprüche

1. Verfahren zur Bildung einer Signalfolge $K(i)$ der Länge n , bei dem

5 die Signalfolge $K(i)$ auf einer ersten Signalteilfolge $K1(j)$ der Länge $n1$ und einer zweiten Signalteilfolge $K2(k)$ der Länge $n2$ basiert, wobei sich die zweite Signalteilfolge $K2(k)$ $n1$ mal wiederholt und dabei mit der ersten Signalteilfolge $K1(j)$ moduliert wird,

10 und es sich bei zumindest einer der Signalteilfolgen um eine Golaysequenz handelt.

2. Verfahren nach Anspruch 1, bei dem

15 die Signalfolge $K(i)$ eine Länge 256 aufweist, und die Signalfolge $K(i)$ auf einer ersten Signalteilfolge $K1(j)$ der Länge 16 und einer zweiten Signalteilfolge $K2(k)$ der Länge 16 basiert, wobei sich die zweite Signalteilfolge $K2(k)$ 16 mal wiederholt und

20 dabei mit der ersten Signalteilfolge $K1(j)$ moduliert wird.

3. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem die Bildung der Signalfolge $K(i)$ durch Modulation der zweiten Signalteilfolge $K2(k)$ nach folgender Vorschrift erfolgt:

25 $K(i) = K2(i \bmod n2) * K1(i \text{ div } n2)$, für $i = 0 \dots n1 * n2 - 1$.

4. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem zumindest eine der Signalteilfolgen eine Golaysequenz $X_n(k)$ der Länge n_x ist, die durch folgende Beziehung bildbar ist:

30

$$X_0(k) = \delta(k)$$

$$X'_0(k) = \delta(k)$$

$$X_n(k) = X_{n-1}(k) + W_n \cdot X'_{n-1}(k - D_n)$$

$$X'_n(k) = X_{n-1}(k) - W_n \cdot X'_{n-1}(k - D_n) ,$$

35

$$k = 0, 1, 2, \dots, 2^{NX} - 1$$

$$n = 1, 2, \dots, NX$$

$$D_n = 2^{P_n}$$

mit

$$n_x = 2^{NX}$$

5 $\delta(k)$ Kroneckersche Deltafunktion

P_n , $n = 1, 2, \dots, NX$; beliebige Permutation der Zahlen $\{0, 1, 2, \dots, NX-1\}$ für die X Sequenz,

W_n Gewichte für die X Sequenz (+1, -1, +i oder -i).

10 5. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem die zur Bildung einer Signalteilfolge verwendete Permutation P_1, P_2, P_3, P_4 und Einheitsgröße W_1, W_2, W_3, W_4 folgender Menge von Permutation-Einheitsgrößen-Paaren ($P_1 P_2 P_3 P_4, W_1 W_2 W_3 W_4$;) entnommen ist:

15 0213, +j+j+j-1; 0213, -j+j+j-1; 0213, +1-j+j-1; 0213, -1-j+j-1;
0213, +1+j-j-1; 0213, -1+j-j-1; 0213, +j-j-j-1; 0213, -j-j-j-1;
0213, +j+j+j+1; 0213, -j+j+j+1; 0213, +1-j+j+1; 0213, -1-j+j+1;
0213, +1+j-j+1; 0213, -1+j-j+1; 0213, +j-j-j+1; 0213, -j-j-j+1;
3120, +1-j+j-1; 3120, -1-j+j-1; 3120, +1+j-j-1; 3120, -1+j-j-1;
20 3120, +1+j+j+j; 3120, -1+j+j+j; 3120, +1-j-j+j; 3120, -1-j-j+j;
3120, +1+j+j-j; 3120, -1+j+j-j; 3120, +1-j-j-j; 3120, -1-j-j-j;
3120, +1-j+j+1; 3120, -1-j+j+1; 3120, +1+j-j+1; 3120, -1+j-j+1; .

25 6. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 4, bei dem die zur Bildung einer Signalteilfolge verwendete Permutation P_1, P_2, P_3, P_4 und Einheitsgröße W_1, W_2, W_3, W_4 folgender Menge von Permutation-Einheitsgrößen-Paaren ($P_1 P_2 P_3 P_4, W_1 W_2 W_3 W_4$;) entnommen ist:

30 3201, +1-1+1+1; 3201, -1-1+1+1; 3201, +1-1-1+1; 3201, -1-1-1+1;
3201, +1-1+1-1; 3201, -1-1+1-1; 3201, +1-1-1-1; 3201, -1-1-1-1;
1023, +1+1-1+1; 1023, -1+1-1+1; 1023, +1-1-1+1;
1023, -1-1-1+1; 1023, +1+1-1-1; 1023, -1+1-1-1; 1023, +1-1-1-1;
1023, -1-1-1-1; .

35 7. Verfahren nach Anspruch 6, bei dem

die Signalfolge $K(i)$ nach folgendem Bildungsgesetz durch modulierte Wiederholung einer aus 16 Elementen bestehenden Signalteilfolge a gebildet wird:

$K = \langle a, a, a, -a, -a, a, -a, -a, a, a, a, -a, a, -a, a, a \rangle$

5

8. Verfahren nach Anspruch 6, bei dem die Signalteilfolge $K_1(j)$ eine Golaysequenz ist, die durch die Delay-Matrix $D = [8, 4, 1, 2]$ und die Gewichts-Matrix $W = [1, -1, 1, 1]$ definiert ist.

10

9. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 4, bei dem die zur Bildung der Signalteilfolge verwendete Permutation P_1, P_2, P_3, P_4 und Einheitsgröße W_1, W_2, W_3, W_4 folgender Menge von Permutation-Einheitsgrößen-Paaren $(P_1 P_2 P_3 P_4, W_1 W_2 W_3$

15

$W_4;)$ entnommen ist:

3201, +1-1+1+1; 3201, -1-1-1+1; 3201, -1-1+1-1; 3201, +1-1-1-1;; und

die zur Bildung der zweiten Signalteilfolge verwendete Permutation $(P_1 P_2 P_3 P_4)$ gleich 3201 ist.

20

10. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem

die Bildung und/oder Übertragung der Signalfolge $K(i)$ zum Zwecke der Synchronisation mindestens zweier Übertragungseinheiten erfolgt.

25

11. Verfahren zur Ermittlung einer in einer Empfangssignalfolge $E(l)$ enthaltenen vorgegebenen Signalfolge $K(i)$, die durch ein Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 9 erhältlich ist,

30

durch die Bestimmung der Korrelationssummen S der Signalfolge $K(i)$ mit entsprechenden Abschnitten der Empfangssignalfolge $E(l)$, bei dem

eine Teilkorrelationssummenfolge $TS(z)$ der Signalteilfolge

35

$K_2(k)$ mit entsprechenden Teilen der Empfangssignalfolge $E(l)$ berechnet wird, und

zur Berechnung einer Korrelationssumme S n_1 Elemente der Teilkorrelationssummenfolge $TS(z)$ ausgewählt werden und im Sinne eines Skalarproduktes mit der Signalteilfolge $K_1(j)$ multipliziert werden.

5

12. Verfahren nach Anspruch 11, bei dem zur Berechnung einer Korrelationssumme S n_1 jeweils n_2 -te Elemente der Teilkorrelationssummenfolge $TS(z)$ ausgewählt werden.

10

13. Verfahren zur Ermittlung einer in einer Empfangssignalfolge $E(l)$ enthaltenen vorgegebenen Signalfolge $K(i)$, die durch ein Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 9 erhältlich ist,

15 durch die Bestimmung der Korrelationssummen S der Signalfolge $K(i)$ mit entsprechenden Abschnitten der Empfangssignalfolge $E(l)$, bei dem

eine Teilkorrelationssummenfolge $TS(z)$ der Signalteilfolge $K_1(j)$ mit ausgewählten Elementen der Empfangssignalfolge $E(l)$

20

berechnet wird, und

zur Berechnung einer Korrelationssumme S n_2 Elemente der Teilkorrelationssummenfolge $TS(z)$ im Sinne eines Skalarproduktes mit der Signalteilfolge $K_2(k)$ multipliziert werden.

25

14. Verfahren nach Anspruch 13, bei dem zur Berechnung einer Teilkorrelationssumme TS n_1 jeweils n_2 -te Elemente der Empfangssignalfolge $E(l)$ ausgewählt werden.

15. Verfahren nach einem der Ansprüche 11 bis 14, bei dem berechnete Teilkorrelationssummen TS abgespeichert werden und zur Berechnung einer weiteren Korrelationssumme S verwendet werden.

30

16. Verfahren nach einem der Ansprüche 11 bis 15, bei dem zumindest ein Skalarprodukt mittels eines Efficient Golay Correlators (EGC) berechnet wird.

35

17. Verfahren nach einem der Ansprüche 11 bis 16, bei dem zumindest eine Teilkorrelationssumme oder zumindest eine Teilkorrelationssummenfolge $TS(z)$ durch einen Efficient Golay Correlator (EGC) berechnet wird.

5

18. Verfahren nach einem der Ansprüche 11 bis 17, bei dem zumindest eine Korrelationssumme S aus der Teilkorrelationssummenfolge $TS(z)$ durch einen Efficient Golay Correlator (EGC) berechnet wird.

10

19. Verfahren zur Synchronisation einer Basisstation (BS) mit einer Mobilstation (MS), bei dem die Basisstation eine Signalfolge $K(i)$, die durch ein Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 10 erhältlich ist, aussendet, und
15 die Mobilstation die Signalfolge $K(i)$ nach einem der Ansprüche 11 bis 18 ermittelt.

20

20. Verfahren zur Synchronisation einer Basisstation (BS) mit einer Mobilstation (MS), bei dem
- die Basisstation eine Synchronisationsfolge $K(i)$ der Länge 256 aussendet, die dadurch bildbar ist, daß
- eine zweite Signalteilfolge $K2(k)$ der Länge 16 16 mal wiederholt wird und dabei durch eine erste Signalteilfolge
25 $K1(j)$ der Länge 16 moduliert wird,
- wobei es sich zumindest bei einer der Signalteilfolgen um eine Golaysequenz handelt, und
- eine Mobilstation diese Synchronisationsfolge ermittelt.

30

21. Sendeeinheit (BS) mit Mitteln (SPE) zur Speicherung einer Signalfolge $K(i)$, die durch ein Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 10 erhältlich ist, und
Mitteln zur Aussendung dieser Signalfolge $K(i)$ zum Zwecke der
35 Synchronisation mit einer Empfangseinheit (MS).

22. Sendeeinheit (BS) mit

- Mitteln (SPE) zur Speicherung eines Permutation-Einheitsgrößen-Paares, das einer Menge von Permutation-Einheitsgrößen-Paaren entnommen ist, die in den Ansprüchen 5 bis 9 angegeben ist,
- 5 Mitteln zur Bildung einer Signalfolge $K(i)$ gemäß einem Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 10, und
Mitteln zur Aussendung dieser Signalfolge $K(i)$ zum Zwecke der Synchronisation mit einer Empfangseinheit (MS).
- 10 23. Sendeeinheit (BS) mit
- Multiplikationsmitteln (DSP) zur Bildung einer Signalfolge $K(i)$ nach einem der Ansprüche 1 bis 8, und
Mitteln zur Aussendung dieser Signalfolge $K(i)$ zum Zwecke der Synchronisation mit einer Empfangseinheit (MS).
- 15 24. Sendeeinheit (BS) nach Anspruch 23, mit
- Additionsmitteln (DSP) zur Bildung einer Signalfolge $K(i)$ nach einem der Ansprüche 1 bis 10.
- 20 25. Sendeeinheit (BS) mit
Mitteln (SPE) zur Speicherung eines Signalteilstfolgenpaares ($K1(j)$, $K2(k)$),
Mitteln zur Bildung einer Signalfolge $K(i)$ nach einem der Ansprüche 1 bis 10, und
- 25 Mitteln zur Aussendung dieser Signalfolge $K(i)$ zum Zwecke der Synchronisation mit einer Empfangseinheit (MS).
26. Empfangseinheit (MS) mit
Mitteln (SPE) zur Speicherung eines Permutation-
- 30 Einheitsgrößen-Paares, das einer Menge von Permutation-Einheitsgrößen-Paaren entnommen ist, die in den Ansprüchen 5 bis 9 angegeben ist,
Mitteln zum Empfang einer Empfangssignalfolge $E(l)$, und
Mitteln zur Ermittlung einer Signalfolge $K(i)$.
- 35 27. Empfangseinheit (MS) mit

Mitteln (SPE) zur Speicherung eines Signalteilfolgenpaares, wobei zumindest eine Signalteilfolge eine Golaysequenz ist, Mitteln zum Empfang einer Empfangssignalfolge $E(i)$, und Mitteln zur Ermittlung einer Signalfolge $K(i)$.

5

28. Empfangseinheit (MS) nach Anspruch 27 mit Mitteln (SPE) zur Speicherung eines Signalteilfolgenpaares, wobei zumindest eine Signalteilfolge eine Golaysequenz ist, zu deren Bildung ein Permutation-Einheitsgrößen-Paar verwend-
10 bar ist, das einer Menge von Permutation-Einheitsgrößen-Paaren entnommen ist, die in den Ansprüchen 5 bis 9 angegeben ist,

29. Empfangseinheit (MS) nach einem der Ansprüche 26 bis 28
15 mit Mitteln zur Ermittlung einer Signalfolge $K(i)$ nach einem der Ansprüche 11 bis 18.

30. Empfangseinheit (MS) nach einem der Ansprüche 26 bis 29
20 mit Mitteln (SPE) zur Speicherung von Zwischenergebnissen (TS).

31. Empfangseinheit (MS) nach einem der Ansprüche 26 bis 30
25 mit zwei hintereinander geschalteten Matched Filtern, die als Efficient Golay Korrelatoren ausgebildet sind.

32. Empfangseinheit (MS) mit
- Additionsmitteln (DSP) zur Ermittlung einer Signalfolge
30 $K(i)$, die nach einem der Ansprüche 1 bis 9 erhältlich ist, und
- Speichermitteln (SPE) zur Speicherung von Zwischenergebnissen (TS).

35 33. Empfangseinheit (MS) nach Anspruch 32, wobei zur Ermittlung einer Signalfolge Korrelationen mit der Signalfolge gebildet werden.

34. Empfangseinheit (MS) nach einem der Ansprüche 32 bis 33, mit

- Multiplikationsmitteln (DSP) zur Ermittlung einer Signalfolge $K(i)$, die nach einem der Ansprüche 1 bis 9 erhältlich ist.

35. Empfangseinheit (MS) mit

- Mitteln (SPE) zur Speicherung eines Signalteilfolgenpaares ($K1(j); K2(k)$), aus dem nach einem der Ansprüche 1 bis 9 eine Signalfolge $K(i)$ erhältlich ist,
- Mitteln zum Empfang einer Empfangssignalfolge $E(l)$, und
- Mitteln zur Ermittlung einer Signalfolge $K(i)$ nach einem der Ansprüche 11 bis 18.

15

36. Empfangseinheit (MS) mit

- Mitteln (SPE) zur Speicherung einer Signalfolge $K(i)$, die nach einem der Ansprüche 1 bis 9 erhältlich ist, und
- Mitteln zur Ermittlung einer Signalfolge $K(i)$, die nach einem der Ansprüche 1 bis 9 erhältlich ist.

20

37. Verfahren zur Synchronisation einer Basisstation (BS) mit einer Mobilstation (MS), bei dem

- die Basisstation eine Synchronisationsfolge K der Länge 256 aussendet, die folgendermaßen aus einer aus 16 Elementen bestehenden Signalteilfolge a bildbar ist:

$K = \langle a, a, a, -a, -a, a, -a, -a, a, a, a, -a, a, -a, a, a \rangle$,
und

- eine Mobilstation diese Synchronisationsfolge K empfängt und zu Synchronisationszwecken verarbeitet.

30

FIG 1

1/11

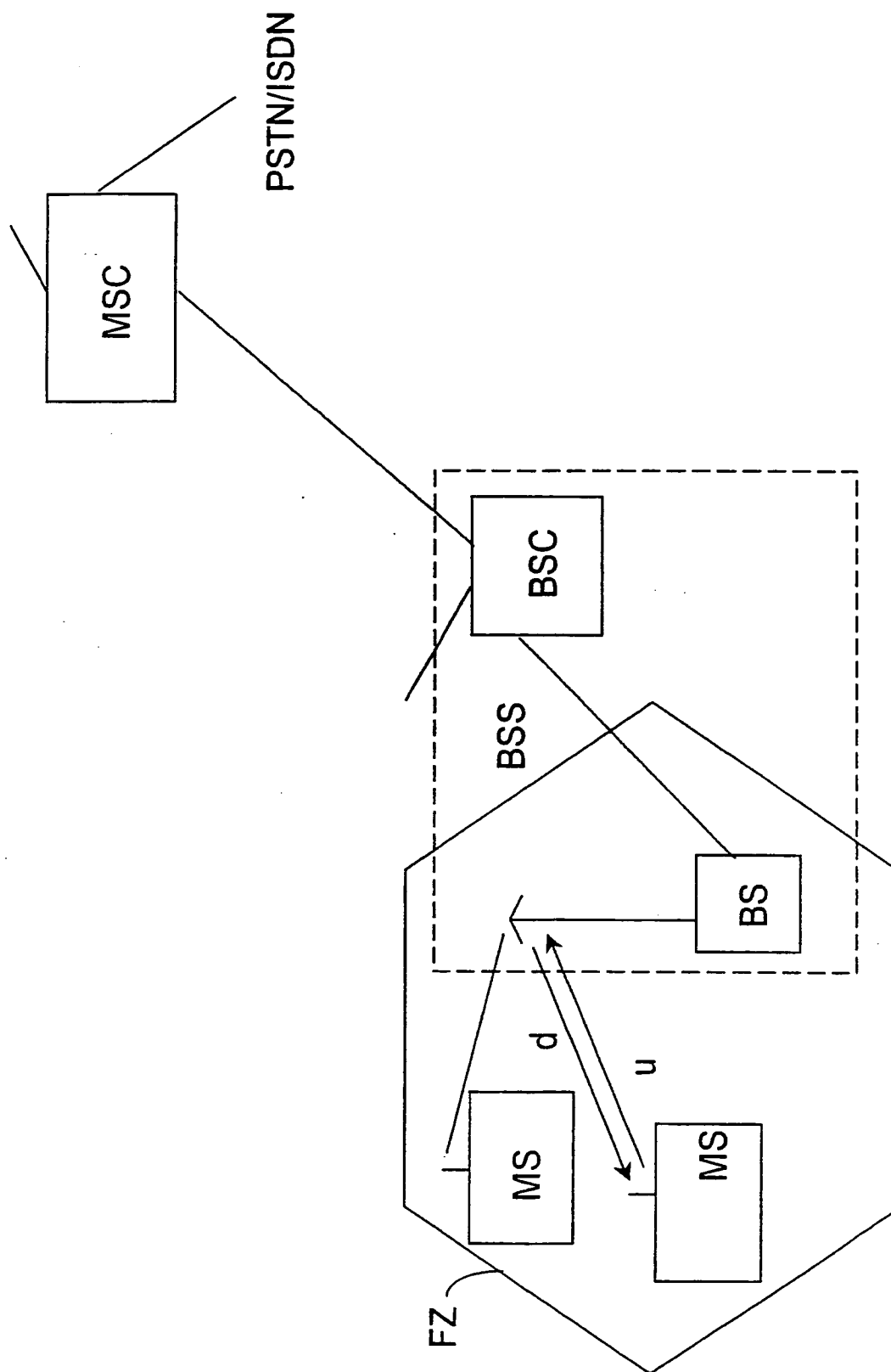


FIG 2 2/11 ANT

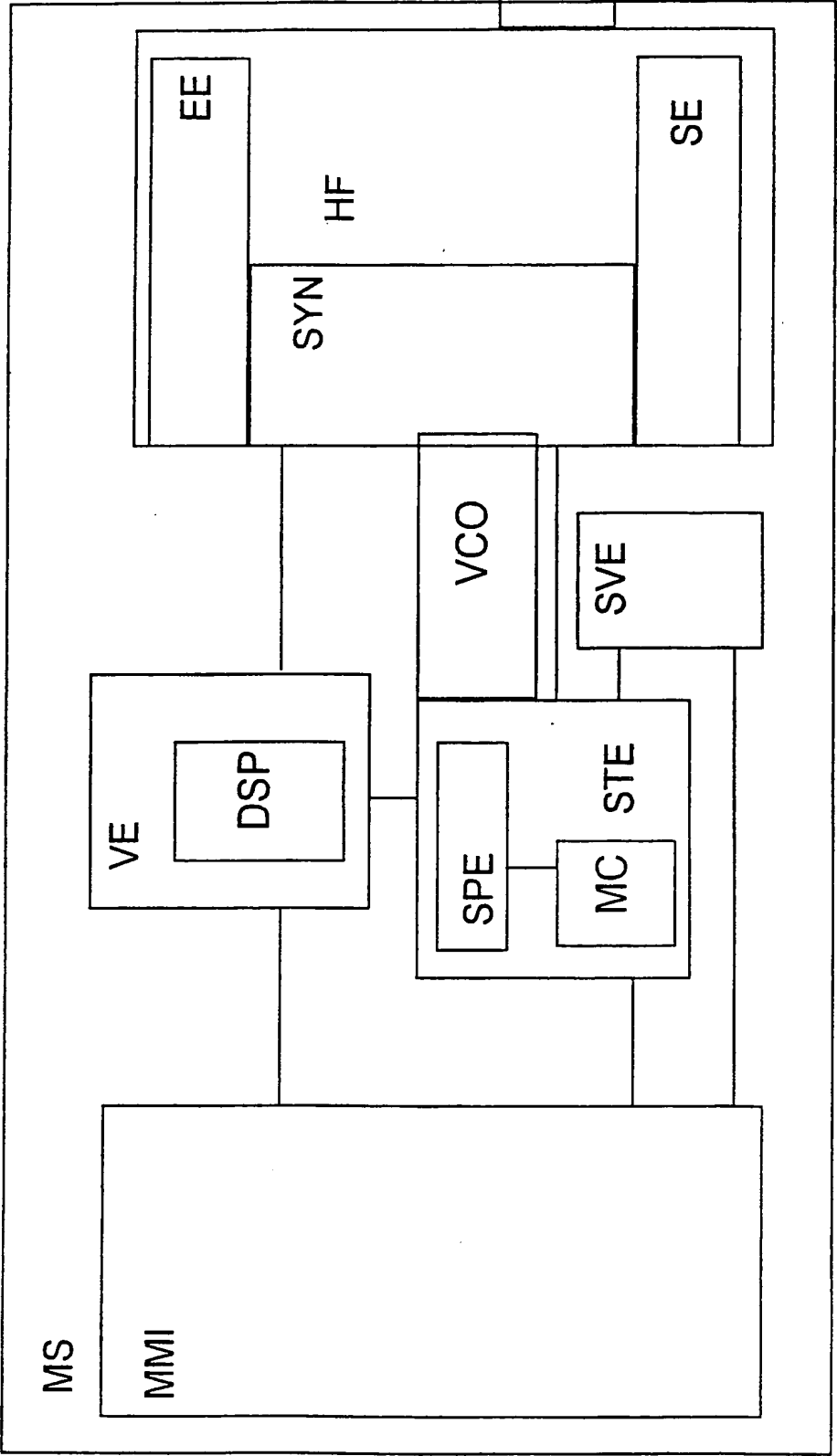


FIG 3 3/11

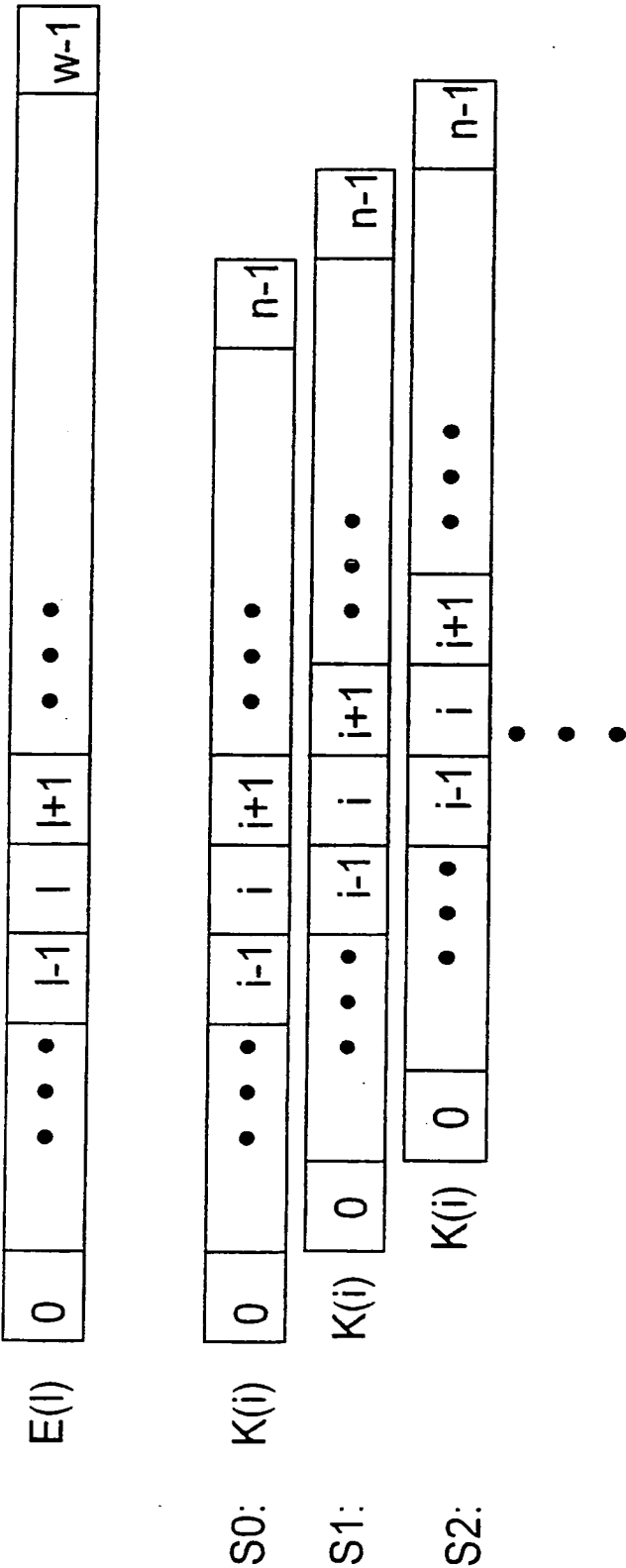


FIG 4 4/11

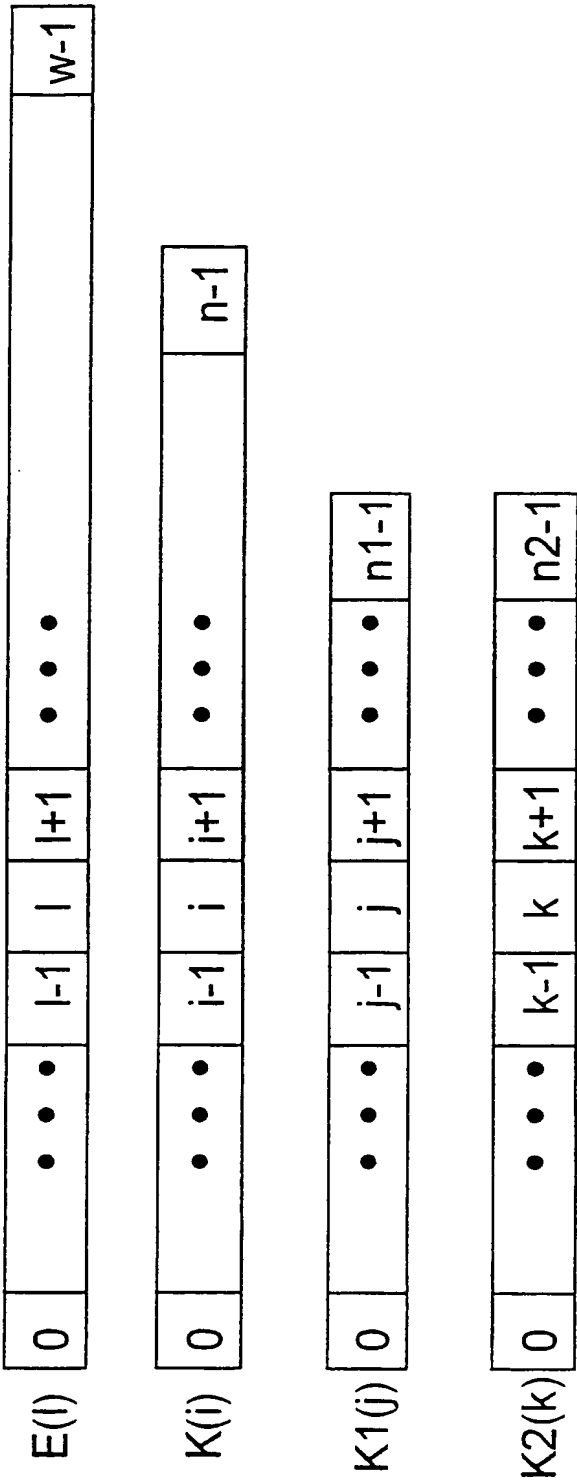


FIG 5

5/11

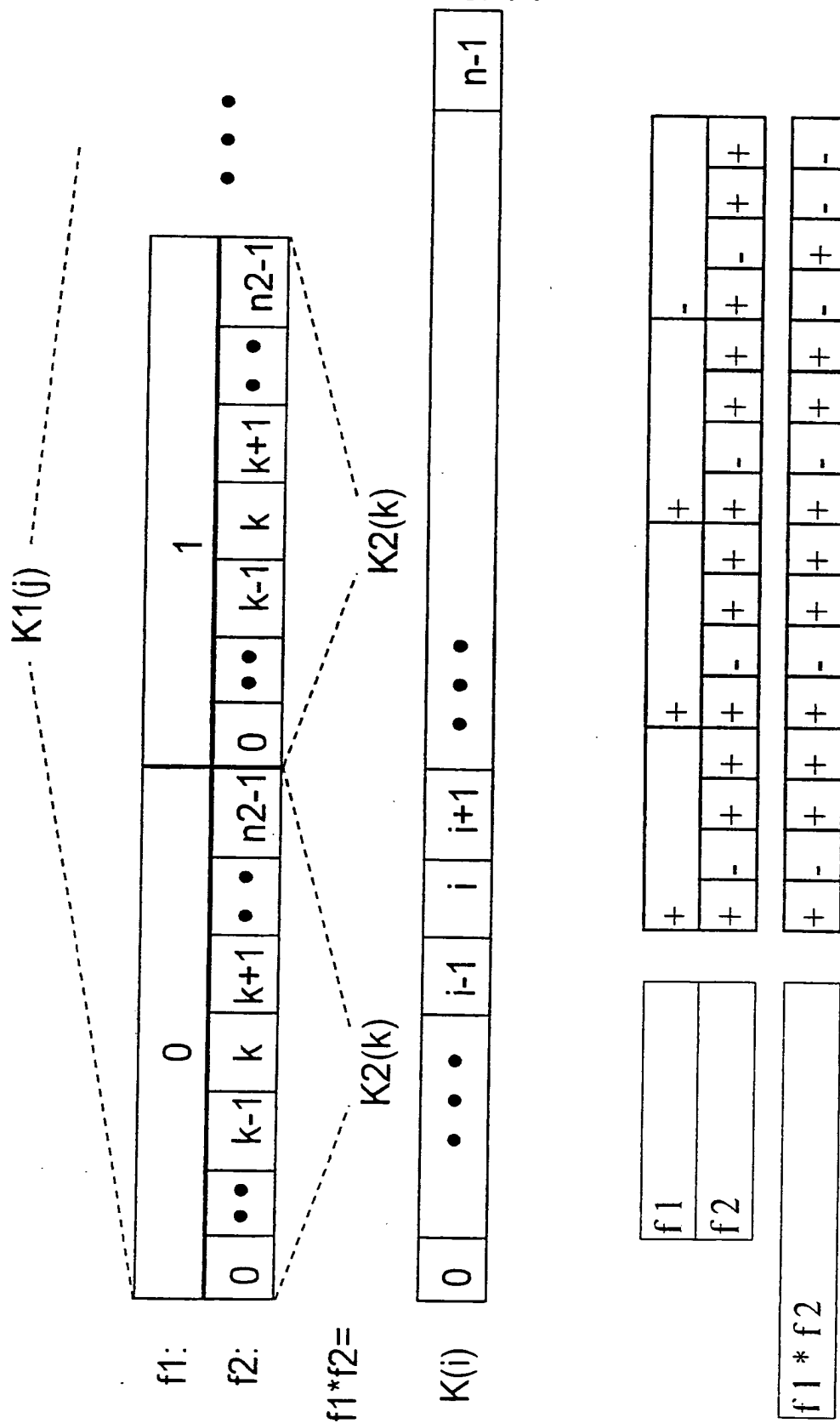
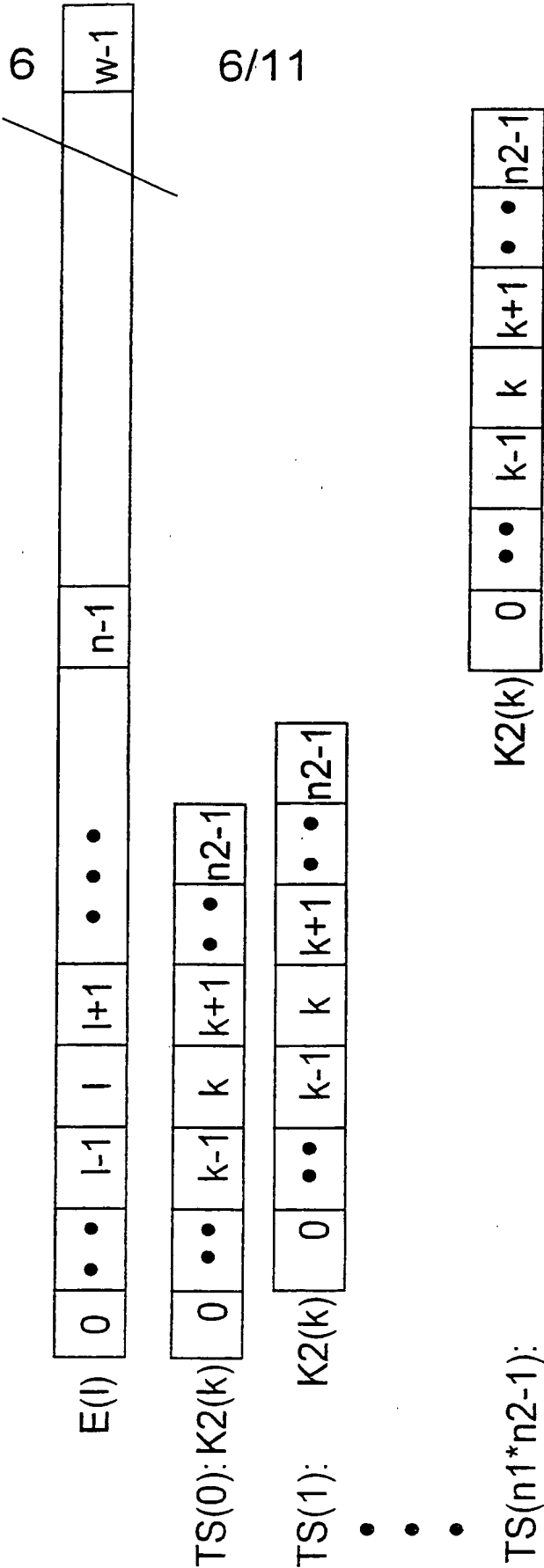


FIG 6

6/11



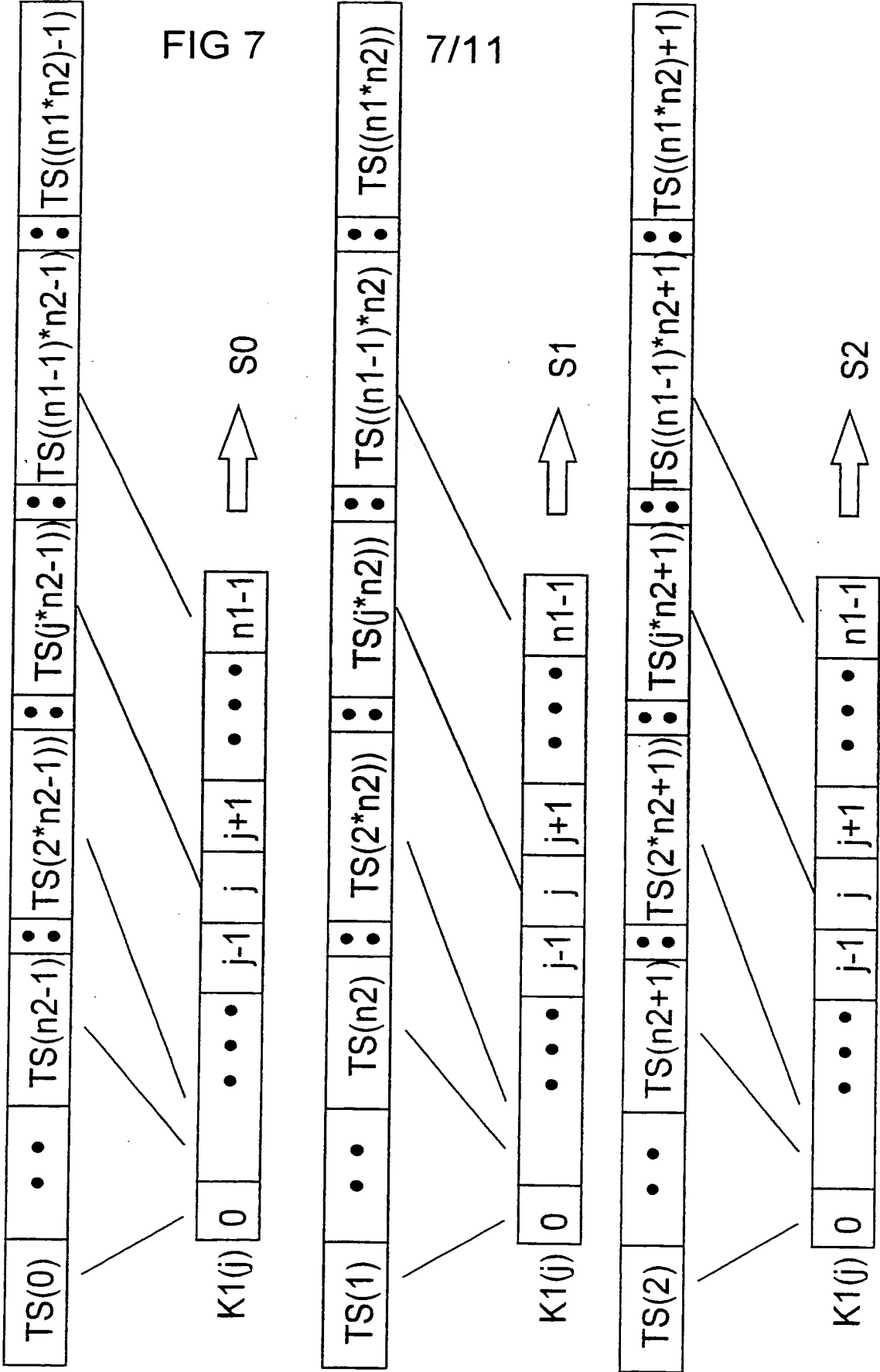


FIG 8

8/11

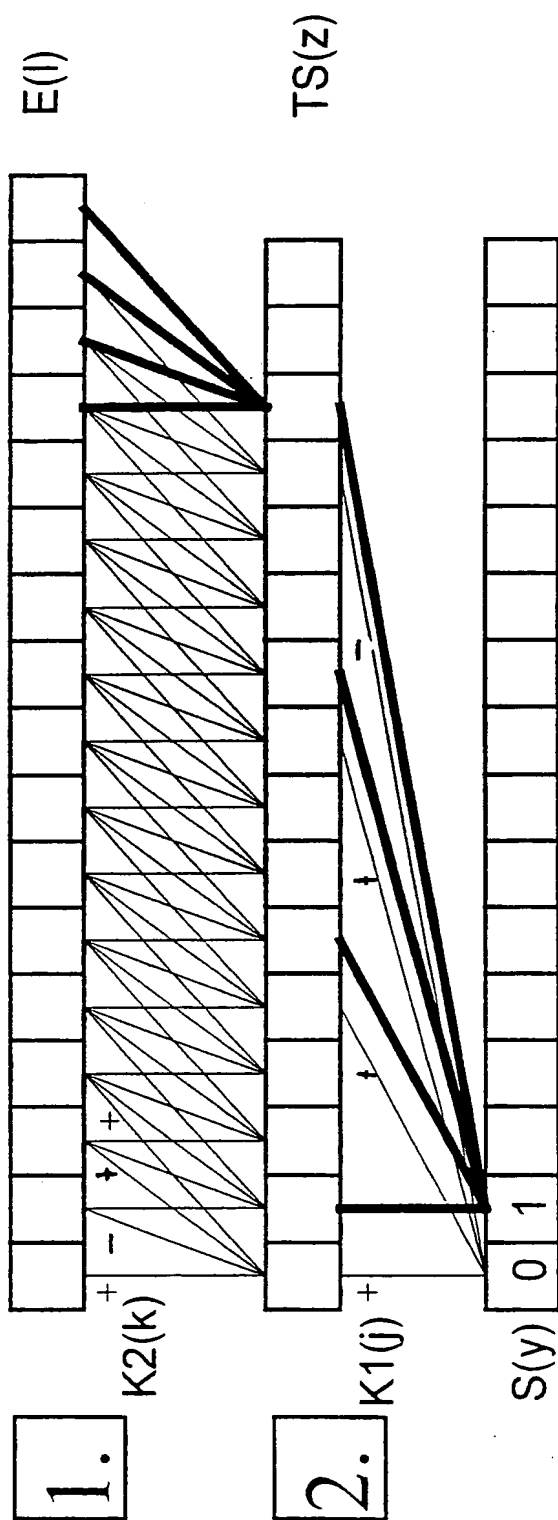
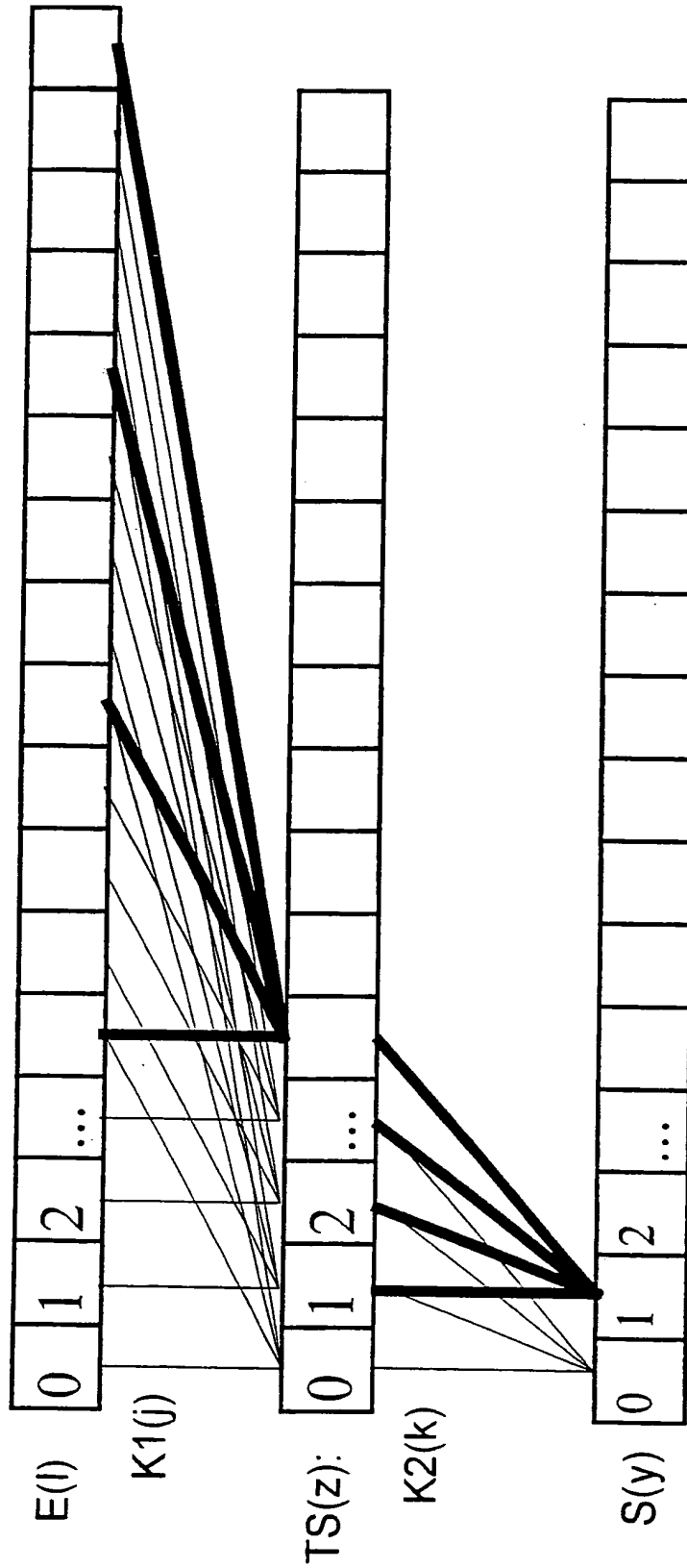


FIG 9

9/11



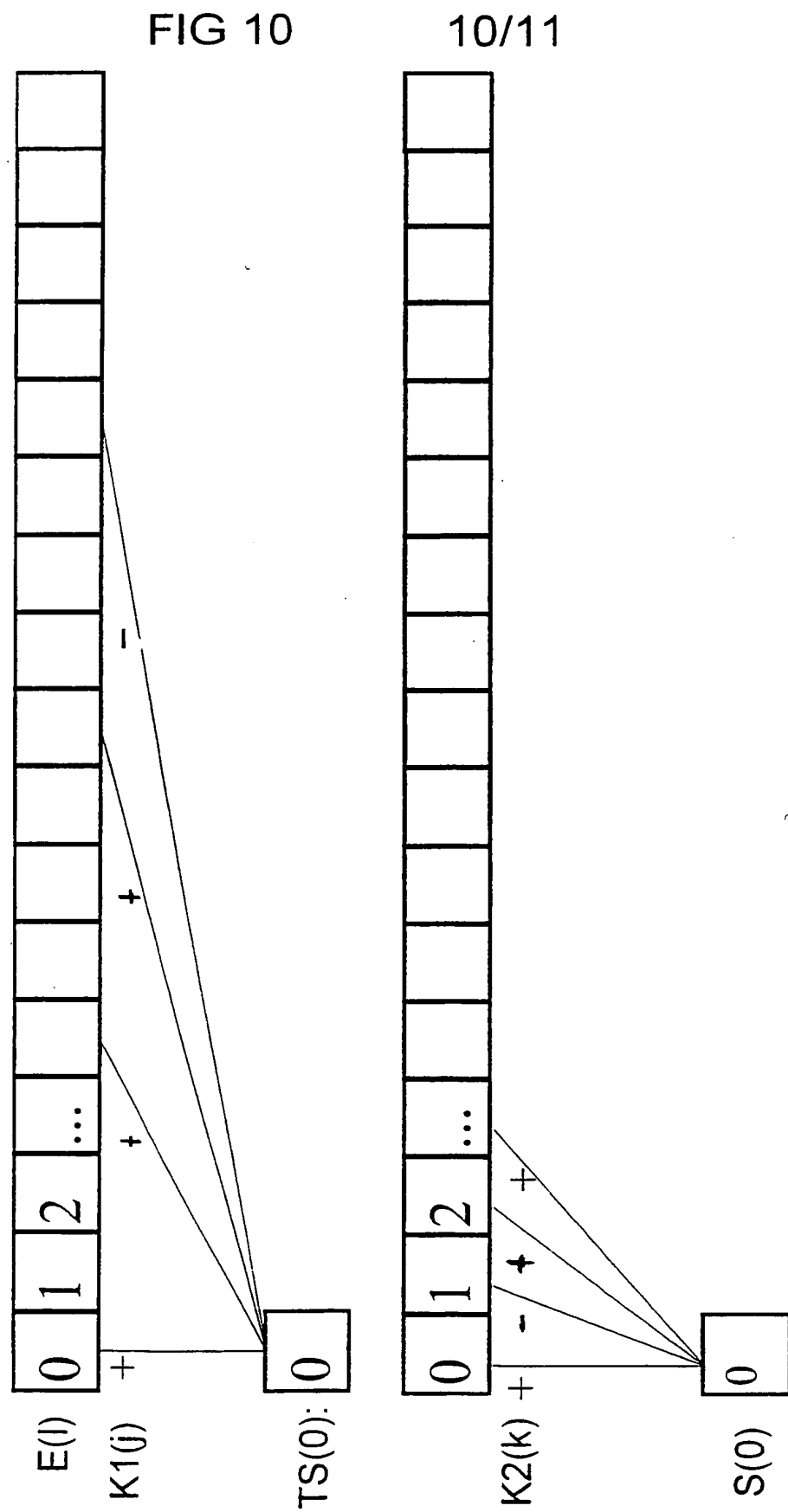
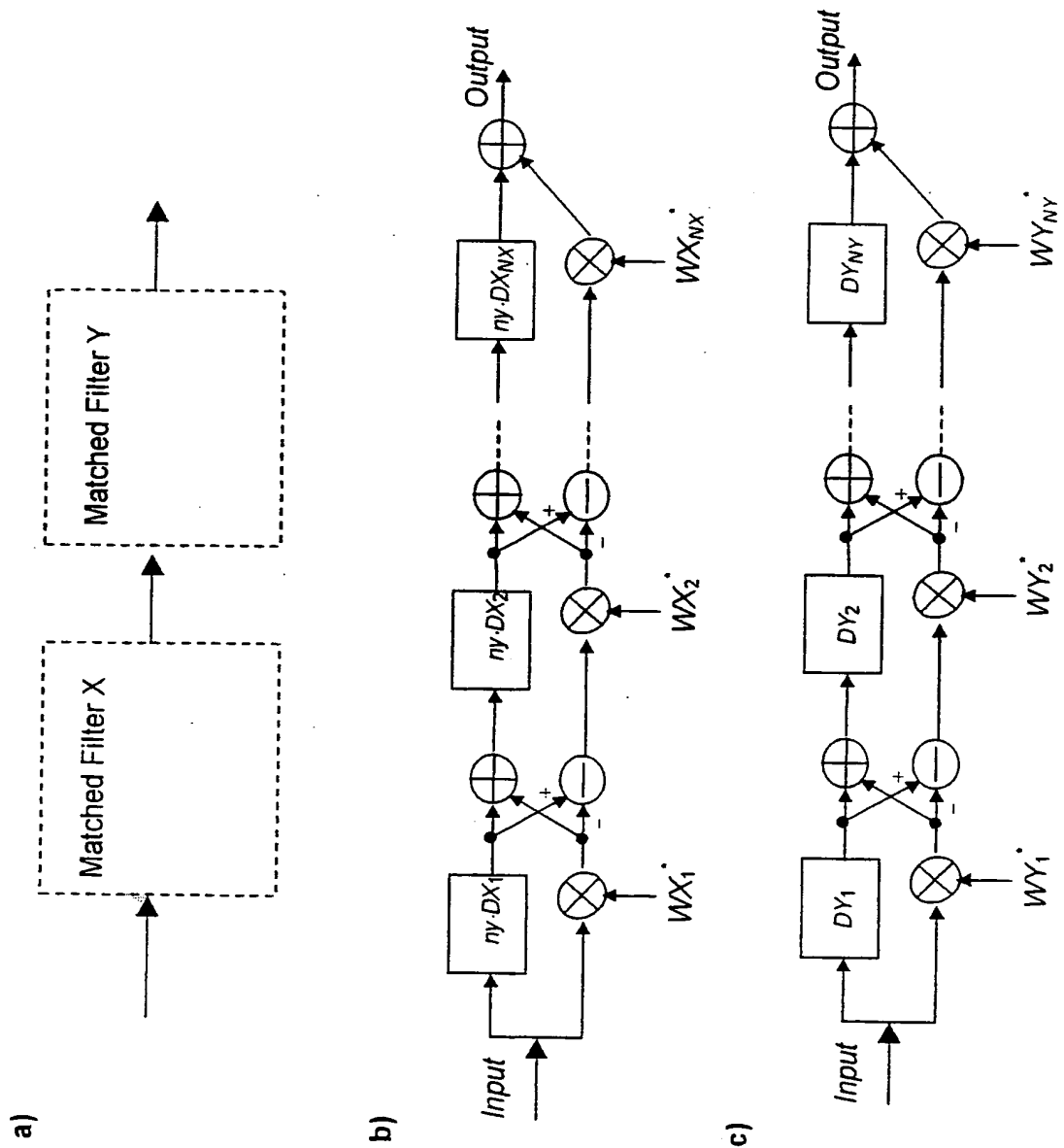


FIG 11

11/11



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No

PCT/EP 00/01231

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

IPC 7 H04J13/00 H04L7/04 H04B1/707 H04B7/26

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC 7 H04J H04L H04B

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	WO 96 39749 A (SCOTT LOGAN; OMNIPOINT CORP (US)) 12 December 1996 (1996-12-12) abstract page 7, line 33 -page 8, column 5 page 84, line 1 - line 23 ---	1-37
Y	SRDJAN BUDISIN: "GOLAY COMPLEMENTARY SEQUENCES ARE SUPERIOR TO PN SEQUENCES" PROCEEDINGS OF THE INTERNATIONAL CONFERENCE ON SYSTEMS ENGINEERING, US, NEW YORK, IEEE, vol. -, 1992, pages 101-104, XP000319401 ISBN: 0-7803-0734-8 abstract Part 1,6 and 7 --- -/--	1-37

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

* Special categories of cited documents :

- "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- "E" earlier document but published on or after the international filing date
- "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- "X" document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- "Y" document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.
- "&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

14 June 2000

Date of mailing of the international search report

21/06/2000

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl.
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Chauvet, C

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No

PCT/EP 00/01231

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	<p>BUDISIN S Z: "NEW COMPLEMENTARY PAIRS OF SEQUENCES" ELECTRONICS LETTERS, GB, IEE STEVENAGE, vol. 26, no. 13, 21 June 1990 (1990-06-21), pages 881-883, XP000107922 ISSN: 0013-5194 the whole document</p>	1-37
A	<p>MASKARA S L ET AL: "CONCATENATED SEQUENCES FOR SPREAD SPECTRUM SYSTEMS" IEEE TRANSACTIONS ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS, US, IEEE INC. NEW YORK, vol. AES-17, no. 3, May 1981 (1981-05), pages 342-350, XP000791008 ISSN: 0018-9251 abstract Part II</p>	1-37
E	<p>WO 00 14915 A (RAAF BERNHARD; MICHEL JUERGEN (DE); SIEMENS AG (DE)) 16 March 2000 (2000-03-16) the whole document</p>	37

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No

PCT/EP 00/01231

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
WO 9639749 A	12-12-1996	US 5959980 A	28-09-1999
		US 5802046 A	01-09-1998
		US 5745484 A	28-04-1998
		US 5689502 A	18-11-1997
		AU 6025796 A	24-12-1996
		BR 9608548 A	06-07-1999
		CA 2223321 A	12-12-1996
		CN 1192300 A	02-09-1998
		EP 0873593 A	28-10-1998
		US 5987079 A	16-11-1999
		US 6049538 A	11-04-2000
WO 0014915 A	16-03-2000	AU 1030700 A	27-03-2000

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP 00/01231

A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES

IPK 7 H04J13/00 H04L7/04 H04B1/707 H04B7/26

Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPK) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPK

B. RECHERCHIERTE GEBIETE

Recherchierte Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole)

IPK 7 H04J H04L H04B

Recherchierte aber nicht zum Mindestprüfstoff genorende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen

Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe)

C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
Y	WO 96 39749 A (SCOTT LOGAN; OMNIPOINT CORP (US)) 12. Dezember 1996 (1996-12-12) Zusammenfassung Seite 7, Zeile 33 -Seite 8, Spalte 5 Seite 84, Zeile 1 - Zeile 23 ---	1-37
Y	SRDJAN BUDISIN: "GOLAY COMPLEMENTARY SEQUENCES ARE SUPERIOR TO PN SEQUENCES" PROCEEDINGS OF THE INTERNATIONAL CONFERENCE ON SYSTEMS ENGINEERING,US,NEW YORK, IEEE, Bd. -, 1992, Seiten 101-104, XP000319401 ISBN: 0-7803-0734-8 Zusammenfassung Teile 1, 6 und 7 --- -/-	1-37

☒ Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen

☒ Siehe Anhang Patentfamilie

* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen

"A" Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist

"E" älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist

"L" Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt)

"O" Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht

"P" Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist

"T" Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist

"X" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderscher Tätigkeit beruhend betrachtet werden

"Y" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderscher Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist

"Z" Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist

Datum des Abschlusses der internationalen Recherche

14. Juni 2000

Absendedatum des internationalen Recherchenberichts

21/06/2000

Name und Postanschrift der internationalen Recherchenbehörde

Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax: (+31-70) 340-3016

Bevollmächtigter Bediensteter

Chauvet, C

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP 00/01231

C.(Fortsetzung) ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr
Y	BUDISIN S Z: "NEW COMPLEMENTARY PAIRS OF SEQUENCES" ELECTRONICS LETTERS, GB, IEE STEVENAGE, Bd. 26, Nr. 13, 21. Juni 1990 (1990-06-21), Seiten 881-883, XP000107922 ISSN: 0013-5194 das ganze Dokument	1-37
A	MASKARA S L ET AL: "CONCATENATED SEQUENCES FOR SPREAD SPECTRUM SYSTEMS" IEEE TRANSACTIONS ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS, US, IEEE INC. NEW YORK, Bd. AES-17, Nr. 3, Mai 1981 (1981-05), Seiten 342-350, XP000791008 ISSN: 0018-9251 Zusammenfassung Teil II	1-37
E	WO 00 14915 A (RAAF BERNHARD; MICHEL JUERGEN (DE); SIEMENS AG (DE)) 16. März 2000 (2000-03-16) das ganze Dokument	37

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP 00/01231

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
WO 9639749 A	12-12-1996	US 5959980 A	28-09-1999
		US 5802046 A	01-09-1998
		US 5745484 A	28-04-1998
		US 5689502 A	18-11-1997
		AU 6025796 A	24-12-1996
		BR 9608548 A	06-07-1999
		CA 2223321 A	12-12-1996
		CN 1192300 A	02-09-1998
		EP 0873593 A	28-10-1998
		US 5987079 A	16-11-1999
		US 6049538 A	11-04-2000
WO 0014915 A	16-03-2000	AU 1030700 A	27-03-2000